



**Preuve de concept d'une liaison radio mer-air d'une
balise autonome de petites dimensions - Projet
BELOCOPA Conception d'antennes multi-bandes sur
substrat souple**

Elodie Georget

► **To cite this version:**

Elodie Georget. Preuve de concept d'une liaison radio mer-air d'une balise autonome de petites dimensions - Projet BELOCOPA Conception d'antennes multi-bandes sur substrat souple. Physique [physics]. Aix Marseille Université, 2015. Français. NNT: . tel-01115478

HAL Id: tel-01115478

<https://theses.hal.science/tel-01115478>

Submitted on 11 Feb 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de
Docteur d'Aix Marseille Université

Mention
Instrumentation

École doctorale Physique et Sciences de la Matière n°352

Présentée par

Elodie GEORGET

**Preuve de concept d'une liaison radio mer-air d'une balise autonome
de petites dimensions - Projet BELOCOPA**

Conception d'antennes multi-bandes sur substrat souple

Soutenance le 19 septembre 2014
devant le jury composé de :

M. Jean-Yves LE GALL	Président du jury
M. Xavier BEGAUD	Rapporteur
M. Julien DE ROSNY	Rapporteur
M. Franck GARDE	Examinateur
Mme Anne-Claude TAROT	Examinatrice
Mme Valérie VIGNERAS	Examinatrice
M. Pierre SABOUROUX	Directeur de thèse
M. Redha ABDEDDAIM	Co-Directeur de thèse

Version finale

Remerciements

Au cours de ma thèse, plusieurs personnes m'ont soutenue pendant ces trois années. Je commence mes remerciements par mon directeur de thèse Pierre Sabouroux qui m'a proposé cette thèse et qui m'a convaincue de la faire. Je le remercie pour son encadrement, pour m'avoir expliqué les différentes expérimentations et pour toutes les discussions intéressantes que nous avons eu. Je remercie également mon deuxième directeur de thèse Redha Abdeddaim pour son encadrement, pour ses créativité scientifiques, pour m'avoir fait découvrir différents domaines de la recherche, et pour m'avoir tirée le haut.

Je remercie Xavier Begaud et Julien de Rosny pour avoir accepté de rapporter ma thèse. Je remercie le président du CNES Jean-Yves Le Gall d'avoir accepté de faire parti de mon jury de thèse et d'avoir été le président du jury. C'était un honneur pour moi qu'il soit présent à ma soutenance de thèse.

Je remercie Franck Garde d'avoir bien voulu faire parti de mon jury de thèse et de m'avoir accepté dans le projet BELOCOPA. Je remercie Anne-Claude Tarot et Valérie Vigneras d'avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse même si elles n'ont pu être présentes à cause des grèves.

Je remercie mes collègues de l'équipe HIPE pour leurs soutiens. Je remercie Jean-Michel Geffrin pour son appui expérimental, pour m'avoir expliqué les manipulations dans la grande chambre anéchoïque du CCRM et pour avoir été présent à mes premières expérimentations. Je remercie Christelle Eyraud pour ses conseils et sa gentillesse. Je remercie les deux premières personnes qui m'ont accueillie dans cette équipe en 2010 pour mon stage, Hervé Tortel et Amélie Litman. Je les remercie d'avoir pensé à moi lorsque Pierre cherchait un étudiant pour cette thèse expérimentale.

Je remercie les deux directeurs de l'Institut Fresnel qui se sont succédés au cours de ma thèse, Hugues Giovanninni et Stefan Enoch, pour m'avoir accueillie à l'Institut Fresnel. Je remercie également les différents collègues du laboratoire avec qui j'ai travaillé ou tout simplement pour leur gentillesse : Sébastien Guenneau, Nicolas Bonod, Gérard Tayeb, Guillaume Demesy, Christophe Hecquet. Je remercie des services communs Nelly Bardet, Magali Griess, Claire Guéné, Nadège Guillem, Laëticia Leguay, Josiane Martin, Guylène Maynard-Deguero et Frédéric Forestier pour leur sympathie.

Je remercie tous les doctorants et post-docs de l'Institut Fresnel pour nos différentes discussions : Sherazade Aknoun, Slimane Arhab, Jessica Benedicto, Fatma-Zohra Bioud, Carsten Cleff, Vincent Derbierre, Chadi Gabriel, Céline Gouldieff, Sylvain Jay, Marie Lécureux, Siwei Liu, David Miret, Sarah Saint-Jalm, Ivan Voznyk et Wiktor Walasik.

Je remercie enfin ma famille et mes amis qui m'ont soutenue pendant ces trois années : mes parents Joseph & Michelle (merci à mon père de m'avoir donné envie de l'expérimentation), ma sœur Christelle, mon frère Lionel, ma belle-sœur Valérie (merci à eux trois de m'avoir fait part de leurs expériences qui m'ont conduit à accepter cette thèse), mon beau-frère Anthony, Maëlle, Angèle, Delphine la brune, Delphine la blonde, Cécile, Johanna, Guillaume, Sandra, Étienne, Sandrine, Adrien, Anne-Claire, Jojo, Pierre, Sataya, Sisko et mes beaux-parents. Je termine ces remerciements par mon conjoint Manuel Paris qui m'a soutenue pendant les moments difficiles et les bons moments tout au long de ces trois

années, il m'a été d'un réel soutien.

Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le projet FUI-2011 BELOCOPA (**B**ouée **É**jectable pour la **L**Ocalisation et la **C**ollecte des **P**aramètres de vol d'un **A**éronef abîmé en mer). Il s'agissait de concevoir et de développer un équipement embarqué, extractible et autonome pour localiser rapidement et avec précision un aéronef abîmé en mer et récupérer par liaisons radio les principales données de vol à partir d'un patrouilleur maritime.

Le but de cette thèse, au sein de l'Institut Fresnel, concernait l'étude et la réalisation de l'antenne principale de la balise. Cette antenne devait être très flexible et de petites dimensions pour être pliée et insérée dans un espace réduit de la balise et résistante lors son déploiement après son éjection de l'avion.

La première partie du travail a eu pour objectif de caractériser en terme de permittivité les différents matériaux diélectriques entrant dans la constitution de la balise, à savoir les substrats sur lesquels sont fixées les antennes et le radôme.

La deuxième partie de la thèse porte sur la conception d'antennes multi-bandes fonctionnant en modes dipolaires sur le plan de fréquences du cahier des charges du projet. Ces antennes ont la particularité d'être extrêmement souples. Cette souplesse a été obtenue en réalisant des motifs métalliques rayonnants sur une toile polyamide. Plusieurs motifs ont été étudiés et testés pour converger vers une antenne méandre fonctionnant à trois fréquences distinctes.

A l'issue de cette étude, un prototype de l'antenne finale positionnée dans son radôme constitue le dernier maillon du prototype de la balise de détresse du projet BELOCOPA.

Mots-clés : permittivité, antennes multi-bande, substrat souple, rayonnement dipolaire, balise de détresse radio, cartographie de champ.

Abstract

This thesis is part of the BELOCOPA project FUI-2011 (BELOCOPA is a French acronym that means ejected buoy to localize and collect the data of a crashed plane in sea). It was about designing and developing an on-board, removable and autonomous, equipment to localize quickly and precisely an aircraft crashed in the sea, and to collect by telecommunication the main flight data from a patrol boat.

The aim of this thesis, in the Fresnel Institute, was the study and the realization of the main antenna of the beacon. This antenna had to be very flexible with small dimensions to be folded and integrated in a reduced space of the beacon, and had to be strong during its deployment after the ejection of the plane.

The aim of the first part of the work was to characterize in term of permittivity the different dielectric materials included in the composition of the beacon, namely the substrates of the antennas and the radome.

The second part of the thesis was on the design of multi-band antennas working in dipolar modes on the frequency plan of the specification of the project. The characteristic of these antennas is to be very flexible. This flexibility was obtained realizing metal radiating pattern on a polyamide material. Several patterns have been studied and tested to get the final antenna with meander working at three different resonance frequencies.

Following this study, a prototype of the final antenna integrated in the radome is the last link of the prototype of the distress beacon BELOCOPA.

Keywords : permittivity, multi-band antenna, flexible substrate, dipolar radiating, radio distress beacon, field mapping.

Table des matières

Remerciements	3
Résumé	5
Abstract	7
Introduction	19
Contexte : projet BELOCOPA	21
I Mesures de permittivité pour des matériaux : application aux matériaux souples	25
1 Contexte actuel des mesures de permittivité en micro-onde	27
1.1 Introduction	27
1.2 Propriétés électromagnétiques des matériaux	28
1.3 Différentes méthodes de caractérisation expérimentales en micro-ondes	30
1.3.1 Espace libre	31
1.3.2 Cavité résonante	32
1.3.3 Ligne micro-ruban	33
1.3.4 Sonde à effet de bout	34
1.3.5 Guide d'onde	35
1.3.6 Ligne coaxiale	37
1.4 Conclusion	38
2 Mesure de permittivité en ligne coaxiale conique	39
2.1 Description de la cellule 7 mm	39
2.2 Description de la cellule coaxiale conique 13 mm	40
2.3 Exploitation des données	44
2.3.1 1 ^{ère} étape : opération de <i>de-embedding</i>	44
2.3.2 2 ^{ème} étape : caractéristiques électromagnétiques de l'échantillon	45
2.3.3 3 ^{ème} étape : méthode non linéaire des moindres carrés	47
2.4 Mesure de permittivité avec la cellule 13 mm conique	49
2.4.1 Matériau solide : polyéthylène haute densité	50
2.4.2 Matériau granulaire : sable	51
2.4.3 Matériau liquide : éthanol	51
2.4.4 Matériau souple : polyamide avec une face enduite de polyuréthane	52
2.5 Conclusion	55
II Conception d'un système antennaire multi-bande sur substrat souple	57
3 Concept et moyens de mesure	59
3.1 Introduction	59

3.2	Moyens expérimentaux	60
3.2.1	Champ lointain	60
3.2.2	Champ proche	62
3.3	Association de trois antennes sur un plan de masse réduit	67
3.3.1	Antenne monopôle	68
3.3.2	Antenne monopôle chargée et repliée	69
3.3.3	Antenne patch	69
3.3.4	Coefficient de réflexion	70
3.3.5	Diagramme de rayonnement	71
3.4	Conclusion	72
4	Conception d'antennes souples bi-bandes	73
4.1	Antenne monopôle bi-bande	74
4.1.1	Description de l'antenne	74
4.1.2	Fréquences de résonance	75
4.1.3	Étude en champ proche	75
4.1.4	Étude en champ lointain	78
4.2	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i>	79
4.2.1	Description de l'antenne	80
4.2.2	Fréquences de résonance	80
4.2.3	Étude en champ proche	81
4.2.4	Étude en champ lointain	83
4.3	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé	86
4.3.1	Description de l'antenne	86
4.3.2	Étude en champ lointain	87
4.3.3	Interactions avec le radôme	88
4.4	Conclusion	91
5	Conception d'antennes souples multi-bandes	93
5.1	Antenne en« U » repliée large bande	93
5.1.1	Description de l'antenne	93
5.1.2	Étude de l'antenne en U repliée	94
5.1.3	Étude de l'antenne en U repliée <i>open-sleeve</i>	98
5.2	Application au projet BELOCOPA : antenne à méandre multi-bande	102
5.2.1	Description de l'antenne	103
5.2.2	Adaptation aux fréquences de résonances	104
5.2.3	Étude en champ proche et en champ lointain	104
5.3	Conclusion	108
	Conclusion	109
	Bibliographie	113
A	Fonctions causales et réponses linéaires	119
A.1	Introduction	119
A.2	Fonctions de transfert	120
A.3	Relations de Kramers-Kroning	120

B	Permittivité relative des matériaux souples utilisés	121
C	Impédances d'entrée des antennes étudiées	123
C.1	Antenne monopôle	123
C.2	Antenne monopôle chargée et repliée	124
C.3	Patch carré	125
D	Antenne monopôle bi-bande aux fréquences f_{SAR} et f_{UHF}	127
D.1	Description de l'antenne	127
D.2	Étude en champ proche	128
D.3	Étude en champ lointain	129
E	Étude paramétrique de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i>	131
E.1	Adaptation des fréquences de résonance	131
E.2	Deuxième fréquence de résonance f'_2	132
F	Antenne monopôle à méandre courbé <i>open-sleeve</i>	135
F.1	Fréquences de résonance	135
F.2	Étude en champ proche	136
G	Production scientifique	139

Table des figures

1	Boîte noire (enregistreur photonique) du vol AF447 (Source : BEA)	21
2	Système d'éjection BELOCOPA (Source : Thetys)	22
3	Synoptique du fonctionnement de la balise BELOCOPA après son éjection $f_{IAE} = 121,5$ MHz, $f_{SAR} = 406$ MHz, $f_{UHF} = 868$ MHz et $f_{GPS} = 1575,42$ MHz	23
1.1	Schéma de la méthode de transmission et réflexion	30
1.2	Configuration de la mesure en espace libre	31
1.3	Configuration d'une cavité résonante	32
1.4	Illustration de la fréquence de résonance du résonateur vide (f_c) et avec l'échantillon dans la cavité (f_e)	33
1.5	Lignes microrubans (une courte, une plus longue) pour caractériser le substrat	33
1.6	Caractérisation avec la sonde coaxiale en réflexion	34
1.7	Illustration d'un guide d'onde rectangulaire	35
1.8	Représentation des champs \vec{E} et \vec{H} du mode fondamental TE_{10} dans une coupe du guide rectangulaire (simulation CST MicroWave Studio)	36
1.9	Illustration d'une ligne coaxiale	37
1.10	Représentation des champs \vec{E} et \vec{H} du mode fondamental TEM dans une coupe de la ligne coaxiale (simulation CST MicroWave Studio)	37
2.1	Cellule 7 mm	40
2.2	Cellule coaxiale conique 13 mm	41
2.3	Porte Échantillon	42
2.4	Parois en téflon (à gauche) et en PEHD (à droite)	43
2.5	Portes Échantillons adaptés pour mesurer les liquides	43
2.6	Banc de mesure de la cellule coaxiale 13 mm avec le VNA	44
2.7	Opération de <i>de-embedding</i> sur les paramètres d'un échantillon étalon de 12 mm (matrice $S_{cellule}$ en ligne bleue pointillée, matrice $S_{éch}$ en ligne rouge)	45
2.8	Phase non déroulée en ligne bleu de la phase du coefficient de transmission T . Déroulement de la phase en tirets bleus.	46
2.9	Permittivité relative du matériau étalon $e = 12$ mm calculée avec l'algorithme NR avec (lignes continues épaisses) et sans (lignes discontinues avec disques) dérouler la phase $\theta(T)$	47
2.10	Diagramme de l'algorithme non linéaire des moindres carrés	48
2.11	Résultats de l'algorithme de linéarisation du matériau étalon d'épaisseur $e = 12$ mm	49
2.12	Permittivité relative pour un échantillon de PEHD dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 6$ mm calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues). Comparaison avec ε' mesurée dans une ligne coaxiale droite 7 mm (cercles bleus).	50
2.13	Paramètres S de l'échantillon mesurés (lignes discontinues bleues) et calculés avec les résultats $\varepsilon_{r,NLSQ}$ (lignes continues rouges) pour un échantillon de PEHD dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 6$ mm.	50

2.14	Permittivité relative du sable dans un Porte Échantillon $e = 6$ mm de densité 1703 kg/m^3 . Résultats avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues). Comparaison avec ε' calculé par diffraction d'une sphère de sable de densité 1670 kg/m^3 (cercles bleus).	51
2.15	Remplissage du Porte Échantillon avec pompe péristaltique	52
2.16	Permittivité relative de l'éthanol dans un Porte Échantillon pour liquide $e = 12$ mm. Résultats avec l'algorithme NR (lignes continues). Comparaison avec ε' d'une fonction de relaxation de l'éthanol (lignes en pointillées).	52
2.17	Conditionnement des échantillons de substrat souple entre les deux parois du Porte Échantillon	53
2.18	Permittivité relative du substrat test en polyamide enduit.	53
2.19	Paramètres S de l'échantillon mesurés (lignes discontinues bleues) et calculés avec les résultats $\varepsilon_{r,NLSQ}$ (lignes continues rouges) pour dix rondelles de polyamide enduit dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm	54
2.20	Validation de la permittivité du substrat souple avec une antenne monopôle	54
3.1	Configuration en arche sphérique	61
3.2	Schéma de principe de la configuration en chambre entière	61
3.3	Positionnement des antennes en chambre entière	62
3.4	Configuration de la mesure en champ proche	63
3.5	Antenne dipôle	64
3.6	Courant, densité de courant $ \vec{J} $, et champ magnétique $ \vec{H} $ le long d'une antenne monopôle simulée	66
3.7	Carte de champ magnétique normalisées $\text{Re}(\text{H}_x)$, $\text{Re}(\text{H}_y)$ et $\text{Re}(\text{H}_z)$ en simulation 5 mm au dessus de l'antenne monopôle à f_1	66
3.8	Antennes simulées	67
3.9	Assemblage des antennes sur un plan de masse carré de côté 7 cm	68
3.10	Équivalence d'un dipôle avec un monopôle sur un plan de masse	68
3.11	Antenne monopôle chargée R_L et repliée	69
3.12	Antenne patch carré à polarisation circulaire	70
3.13	Coefficients de réflexion des antennes séparées (en bleu) ou assemblées (en rouge) sur un plan de masse carré de côté 7 cm. Résultats simulés (lignes continues) ou mesurés (points)	71
3.14	Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) dans le plan xz au centre du plan de masse de chaque antenne individuellement en simulation (ligne bleue) et en mesure (points rouges). Plan E.	72
3.15	Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) dans le plan xz au centre du plan de masse de chaque antenne lorsqu'elles sont assemblées en simulation (ligne bleue) et en mesure (points rouges). Plan E.	72
4.1	Antenne monopôle avec ou sans un élément parasite	74
4.2	Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée).	75
4.3	Positionnement de la sonde magnétique pour l'antenne monopôle bi-bande	76
4.4	Surface scannée de l'antenne monopôle bi-bande	76
4.5	Monopôle avec un directeur : Partie réelle normalisée de H_x du premier mode de l'antenne monopôle à f_1 (a) et de l'antenne monopôle bi-bande à f'_1 (b)	77

4.6	Partie réelle normalisée de H_x du deuxième mode de l'antenne monopôle à f_2 (a) et de l'antenne monopôle bi-bande à f'_2 (b)	78
4.7	Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).	79
4.8	Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle bi-bande dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).	79
4.9	Antenne monopôle avec ou sans deux éléments parasites	80
4.10	Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée).	81
4.11	Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du premier mode de l'antenne monopôle à f_1 (a) et de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à f'_1 (b)	82
4.12	Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du deuxième mode de l'antenne monopôle à f_2 (a) et de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à f'_2 (b)	83
4.13	Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).	84
4.14	Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).	84
4.15	Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle dans le plan E sur la bande [400 - 2000] GHz.	85
4.16	Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> dans le plan E sur la bande [400 - 2000] GHz.	85
4.17	Antenne monopôle à méandre courbé simulée (gauche) et réalisée (droite)	86
4.18	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé simulée (gauche) et réalisée (droite)	86
4.19	Ligne à méandre courbé $l(y)$	87
4.20	Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisé de l'antenne monopôle à méandre courbé dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus)	87
4.21	Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisé de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus)	88
4.22	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé sur la paroi (à gauche) insérée dans le radôme (à droite)	88
4.23	Vue à l'intérieur du radôme avec notre antenne, l'antenne GPS et 4 fils (zoom à droite)	89
4.24	Adaptation de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé seule (pointillés bleus), dans le radôme (ligne bleu claire avec des marqueurs triangulaires), et dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils (ligne violette avec les marqueurs circulaires).	89
4.25	Configuration en chambre anéchoïque du CCRM pour mesurer l'antenne dans le radôme	90
4.26	Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) dans le plan E de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé seule (points bleus), dans le radôme (triangles bleus clairs), et dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils (cercles violets)	90
5.1	Antenne en forme de U avec et sans les deux éléments parasites	94
5.2	Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée) de l'antenne en U repliée	95
5.3	Positionnement de la sonde magnétique	95
5.4	Surface scannée de l'antenne U repliée en champ proche	95
5.5	Antenne U repliée : partie réelle normalisée de H_x à ses trois premières fréquences de résonance. Les flèches indiquent le sens du courant.	96
5.6	Diagramme de rayonnement normalisée en linéaire dans le plan E de l'antenne en U repliée en simulation (ligne rouge) et en mesure (points bleus).	97

5.7	Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne U repliée dans le plan E en fonction de la fréquence	98
5.8	Adaptation S_{11} (dB) de l'antenne U repliée sur la bande [300 - 2300] MHz en fonction de la longueur des résonateurs L_3 sur la bande de fréquence [300 – 2300] MHz. L'antenne <i>open-sleeve</i> réalisée correspond à $L_3 = 46$ mm (encadré sur la figure).	99
5.9	Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée) de l'antenne U repliée <i>open-sleeve</i>	99
5.10	Antenne U repliée <i>open-sleeve</i> : partie réelle normalisée de H_x à ses trois premières fréquences de résonance. Les flèches indiquent le sens du courant.	100
5.11	Diagramme de rayonnement normalisée en linéaire dans le plan E de l'antenne en U repliée <i>open-sleeve</i> en simulation (ligne rouge) et en mesure (points bleus).	101
5.12	Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne U repliée <i>open-sleeve</i> dans le plan E en fonction de la fréquence	102
5.13	Radôme de la bouée BELOCOPA	103
5.14	Antenne multi-bande simulée (à gauche) et réalisée (à droite)	104
5.15	Montage expérimental en champ proche pour l'antenne à méandre multi-bande	105
5.16	Partie réelle normalisée de H_x de l'antenne méandre multi-bande à $f_{IAE} = 121,5$ MHz.	106
5.17	Diagramme de rayonnement normalisé (en linéaire) de l'antenne à méandre multi-bande pour la première fréquence du projet $f_{IAE} = 121,5$ MHz en simulation	106
5.18	Partie réelle normalisée de H_x de l'antenne méandre multi-bande à $f_{SAR} = 406$ MHz.	107
5.19	Diagramme de rayonnement normalisé (en linéaire) de l'antenne à méandre multi-bande pour la deuxième fréquence du projet $f_{SAR} = 406$ MHz en simulation	107
5.20	Partie réelle normalisée de H_x de l'antenne méandre multi-bande à $f_{UHF} = 868$ MHz.	108
5.21	Diagramme de rayonnement normalisé (en linéaire) de l'antenne à méandre multi-bande pour la troisième fréquence du projet $f_{UHF} = 868$ MHz en simulation	108
5.22	Balise BELOCOPA	111
B.1	Échantillons des substrats souples utilisés	121
B.2	Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues) pour 7 rondelles de polyester enduit (figure B.1a)	122
B.3	Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues) pour 29 rondelles du polyamide enduit 86 g/m ² (figure B.1b)	122
B.4	Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues) pour 8 rondelles de polyamide enduit 330 g/m ² (figure B.1c)	122
C.1	Équivalence d'un dipôle avec un monopôle sur un plan de masse	123
C.2	Équivalence d'un monopôle chargée z_L et repliée sur un plan de masse en dipôle	125
C.3	Antenne patch carré	126
D.1	Antenne monopôle associée à un élément parasite	127
D.2	Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du premier mode f_1 de l'antenne monopôle bi-bande	128
D.3	Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du deuxième mode f_2 de l'antenne monopôle bi-bande	129
D.4	Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) à f_1 dans le plan E	130
D.5	Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) à f_2 dans le plan E	130
E.1	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i>	131

E.2	Adaptation des fréquences de résonance de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> en fonction de la longueur L_2 des résonateurs	132
E.3	Deuxième fréquence de résonance f'_2 de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> en fonction de la longueur L_2 des résonateurs	132
E.4	Diagramme de rayonnement normalisé en linéaire à 1300 MHz en fonction de la longueur L_2 des résonateurs de l'antenne <i>open-sleeve</i> en simulation (plan E)	133
F.1	Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée)	135
F.2	Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique au premier mode de l'antenne monopôle à méandre courbé à f_1 (a) et de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé à f'_1 (b)	136
F.3	Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du deuxième mode de l'antenne monopôle à méandre courbé à f_2 (a) et de l'antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé à f'_2 (b)	137

Introduction

1^{er} juin 2009 : accident du vol AF447 Rio de Janeiro–Paris.

Mai 2011 : récupération des enregistreurs de vol.

Deux années se sont passées pour localiser précisément le lieu de l'accident, pour parvenir à récupérer les enregistreurs de vol, et pour avoir enfin des réponses à toutes les questions posées lors de ce terrible accident qui a coûté la vie à 228 passagers et membres d'équipage. Il a fallu deux ans pour connaître le lieu précis et les raisons réelles de l'accident. Deux ans durant lesquels les proches des victimes et les autorités se sont posés des questions sans réelles réponses.

En 2014, soit 5 ans après, la même histoire se répète avec le vol MH370 de la Malaysian Airlines. Dans ce cas encore, il est actuellement impossible de localiser le lieu de l'accident.

C'est dans ce triste contexte et suite à la publication des recommandations du BEA (Bureau Enquêtes et Analyses) et de l'OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale), que le projet BELOCOPA s'est organisé. Le contexte de ce projet est repris plus en détails à la suite de cette introduction générale.

Ce projet financé dans le cadre du XI^{ème} Appel à Projet FUI (Fonds Unique Interministériel) en 2011 s'est structuré autour de trois PME (Petites et Moyennes Entreprises) de la Région Provence-Alpes-Côte d'Azur et de deux laboratoires de recherches aixois et marseillais. Certains d'entre eux avaient déjà une expérience aéronautique dans la recherche d'épaves. En effet, la société ACSA, une des trois PME du consortium BELOCOPA, a participé aux recherches de l'épave suite à l'accident de Charm-el-Cheikh en 2004, en déployant un de ses systèmes de localisation sonar-GPS. Cependant, dans ce cas précis l'épave se trouvait à une profondeur limitée, ce qui permettait d'utiliser des moyens de recherches relativement classiques. Dans les deux premiers accidents de cette introduction, les profondeurs sont bien plus importantes (entre 4000 et 6000 mètres), ce qui rend inopérants les systèmes classiques. Il devient alors urgent de proposer de nouvelles solutions de pré-localisations ou directement de localisations précises. C'est pour cela que nous retrouvons dans les recommandations du BEA du rapport final relatif à l'accident du vol AF447, l'étude et l'équipement des avions, de balises de détresse automatiques¹ pour alerter le plus rapidement possible les autorités [1].

Dans ce projet, il nous a été confié la responsabilité du segment hertzien pour les différentes actions d'émission des signaux de détresse et des signaux d'information en bande UHF (Ultra Haute

1. Rapport Final du BEA, Juillet 2012, page 213 :

Sur la base de ces travaux, le BEA recommande :

- que l'AESA et l'OACI imposent aussi rapidement que possible pour les avions effectuant du transport public de passagers au-dessus de zones maritimes ou hostiles, le déclenchement de la transmission de données facilitant la localisation dès qu'une situation d'urgence est détectée à bord ;
- et
- que l'AESA et l'OACI étudient la possibilité d'imposer pour les avions effectuant du transport public de passagers au-dessus de zones maritimes ou hostiles, l'activation de la balise de détresse (ELT), dès qu'une situation d'urgence est détectée à bord

Fréquence). A l'Institut Fresnel, nous avons mis à disposition notre savoir-faire et moyens de mesures dans le domaine des radiofréquences et des hyperfréquences pour proposer des solutions afin de répondre aux spécifications du cahier des charges du projet. L'objectif de ce travail est de réaliser un système rayonnant devant être confiné par pliage dans un volume très limité d'une part, et devant être en mesure de se déployer d'une manière soudaine d'autre part.

La solution sur laquelle nous nous sommes orientés pour répondre à la contrainte de déploiement est de réaliser des antennes sur substrat souple. Ainsi, l'antenne est facilement pliable et peut être intégrée dans un espace limité et être déployée si besoin. Une double problématique se pose alors :

- la caractérisation électromagnétique des matériaux souples et fins entrant dans la constitution de la balise (radôme, substrat souple des antennes),
- la conception d'une, ou de plusieurs antenne(s) intégrable(s) dans la balise et répondant(s) au plan de fréquences du cahier des charges.

De tels systèmes existent tels que les *sonobuoys* (bouée à la surface de l'eau qui permet la transmission de signaux radio-fréquences dans l'air et de signaux acoustiques dans l'eau) [2]. Une autre application en pleine expansion est l'intégration d'antennes souples dans les gilets de sauvetage pour alerter rapidement les autorités lors d'un accident [3, 4].

L'ensemble des travaux effectués lors de la préparation de cette thèse sont présentés dans ce manuscrit en deux grandes parties :

- première partie : étude des techniques utilisées pour caractériser les matériaux. Applications aux matériaux fins et souples,
- deuxième partie : étude des antennes développées pour ce projet. Cette deuxième partie se termine avec le prototype final de l'antenne multi-bande qui sera implantée dans le prototype de la balise BELOCOPA.

Dans la première partie nous revenons plus précisément sur la notion de matériaux diélectriques et des interactions entre ces derniers et les ondes électromagnétiques. Après avoir présenté très rapidement un panorama des différentes techniques de mesures de caractéristiques électromagnétiques de matériaux, nous nous focaliserons sur notre technique en ligne coaxiale et nous terminerons cette partie en la validant via des résultats sur certains matériaux clefs de l'étude. Cette technique sera ensuite appliquée aux matériaux fins et souples utilisés dans le projet BELOCOPA.

La seconde partie est structurée en trois chapitres. Dans le premier chapitre, nous présenterons les dispositifs remarquables de mesures de champ proche et lointain utilisés dans le cadre de ce projet. Cela nous permettra de mesurer les cartographies de courants présents sur les éléments rayonnants et de tracer leurs diagrammes de rayonnement.

Dans les deux autres chapitres, nous présentons les différentes antennes étudiées, pour terminer par l'antenne finale qui sera intégrée dans la balise pour les campagnes finales de tests de terrain.

Commençons donc ce manuscrit par préciser un peu plus en détails le contexte de ce projet BELOCOPA.

Contexte : projet BELOCOPA

Actuellement, la recherche d'une épave en mer dans une zone géographique très large et/ou mal identifiée est une opération onéreuse et complexe. Depuis l'accident du vol AF447 Rio-Paris aux larges des côtes brésiliennes en 2009, au regard des recommandations du BEA (Bureau Enquêtes et Analyses) et de l'OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale), ce problème est devenu majeur pour la sécurité aéronautique. Les campagnes de recherche et de récupération des boîtes noires, et des restes de l'épave ont durées presque deux ans et ont coûtées plus de 30 millions d'euros [5]. Le récent accident du vol MH370 Kuala Lumpur-Pékin disparu en mars 2014 et toujours pas localisé à ce jour dans l'océan indien souligne l'extrême difficulté de localiser une épave d'aéronef abîmée en mer.



FIGURE 1 – Boîte noire (enregistreur photonique) du vol AF447 (Source : BEA)

Dans ce contexte, il est évident que des moyens de recherche rapide d'épave en milieu marin doit devenir un objectif majeur pour localiser rapidement le lieu de l'accident, pour porter assistance aux rescapés, et pour récupérer les principales données de vol.

Avant d'orienter les développements de nouveaux systèmes, l'étude des moyens actuels montre qu'une majorité d'appareils disposent déjà de balises de détresse de type ELT (Emergency Locator Transmitter) qui émet un signal de détresse vers un système satellitaire COSPAS-SARSAT [6]. Ces balises, relayées par une constellation satellitaire, sont dédiées à la recherche et le sauvetage. Cependant, nous constatons aujourd'hui, que la plupart de ces balises équipant ces avions sont à déclenchement manuel, qui est une condition bloquante pour un bon déclenchement lors d'un crash quasiment toujours violent. Ainsi, le signal de détresse du système sécuritaire n'est quasiment jamais déclenché par le personnel de bord lors de l'accident. Certaines balises automatiques sont implantées dans les aéronefs, mais présentent bien des limites (ELT Manuelle ou Automatique).

A partir de ce constat et d'une partie des recommandations du BEA, suite à l'accident du vol AF447, il apparaît important de concevoir une balise, une sorte de pseudo « mini boîte noire » intégrée dans les appareils avioniques qui :

- est extractible automatiquement à la suite d'un accident,
- permet de localiser le plus rapidement et précisément le lieu du crash.

Ensuite, après avoir localisé ce lieu, il devrait être possible de récupérer par voie radio les données de vol enregistrées dans cette balise.

C'est dans ce contexte que trois PME (Petite Moyenne Entreprise) de la région Provence-Alpes-Côte d'Azur et deux laboratoires de recherche dont l'Institut Fresnel se sont associés pour proposer et apporter une solution à cette problématique de localisation rapide et précise d'épaves d'aéronefs. Le projet BELOCOPA [5] (**B**ouée **É**jectable pour la **L**Ocalisation et la **C**ollecte des **P**aramètres de vol d'un **A**éronef abimé en mer) a vu le jour dès 2010. Il est soutenu par le Pôle de Compétitivité Pégase [7], et a fait l'objet d'un important soutien national et régional via un financement dans le cadre du XI^{ème} appel à projet FUI (Fond Unique Interministériel) en 2011.

Ce projet est porté par un consortium dans lequel chaque partenaire est parfaitement complémentaire des autres :

- **Tethys**, qui porte le projet et spécialiste de systèmes pyrotechniques complexes pour la sécurité. Leurs compétences seront utilisées pour l'extraction de l'aéronef de la balise après l'accident.
- **Acsa**, spécialiste du GPS « sous-marin », fabricant de bouées et spécialisé dans les équipements de transmission et de recherche en mer. Acsa s'occupera de la conception même de la balise et des systèmes mécaniques attenants.
- **Isei**, spécialiste des systèmes électroniques embarqués à bord d'aéronefs, principalement d'enregistreurs de vol, a en charge les parties électroniques sensibles comme les mémoires durcies et les interfaces avioniques.
- **MSMP** (Mechanics, Surfaces and Materials Processing), qui fait partie des Arts et Métiers ParisTech d'Aix-en-Provence, fait les simulations mécaniques des contraintes liées aux différents chocs d'extrêmes intensités qui devraient être rencontrées lors du crash et de l'éjection.
- **Institut Fresnel**, d'Aix-Marseille Université et du CNRS (Centre National de la Recherche Scientifique), a en charge toute la partie antennaire de la balise pour la liaison radio avec les navires ou patrouilleurs maritimes s'occupant des recherches du lieu de crash.

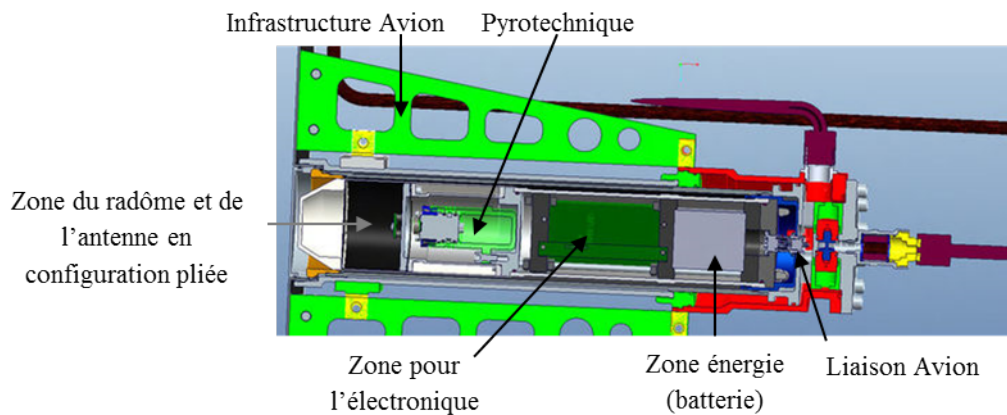


FIGURE 2 – Système d'éjection BELOCOPA (Source : Thetys)

Le concept sur lequel repose le système BELOCOPA est une balise automatique et autonome, facilement intégrable dans les aéronefs. Elle se décompose en trois parties : la partie énergie intégrant la batterie, la partie électronique comprenant les mémoires durcies et les différents éléments d'interface avec l'avionique, et enfin la partie constituée par le radôme gonflable équipé des éléments antennaires. Pour résumer le concept BELOCOPA, le schéma de la figure 2 reprend les principaux éléments de la

balise.

Le scénario classique pour une utilisation d'une balise BELOCOPA est le suivant (figure 3). Durant un vol normal, certaines données de vol considérées comme principales, soit environ une cinquantaine sur les 2500 classiquement enregistrées sur les diverses boîtes noires de l'appareil, sont enregistrées et cryptées sur deux mémoires durcies redondantes intégrées dans la balise. Lorsque l'avion s'abîme en mer, après la détection automatique du crash par la détection d'un profil de chocs et de pression, la balise est éjectée au travers de la carlingue de l'aéronef par un système pyrotechnique. A l'issue de l'éjection, la balise remonte à la surface de la mer par gonflement progressif du radôme. Le système radiofréquence à l'intérieur du radôme se déploie au même moment. Une indication lumineuse sous forme d'un « flasher » émet périodiquement des signaux lumineux pour un repérage de nuit.

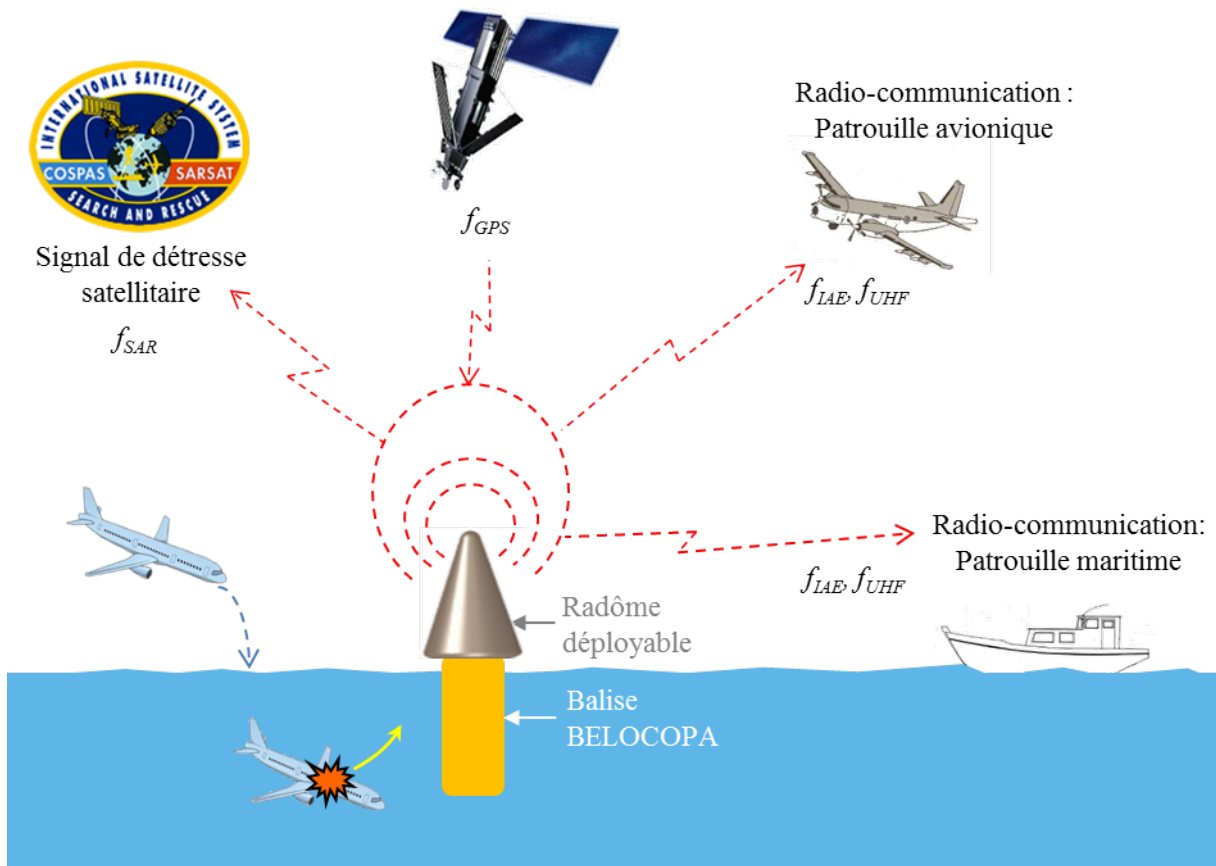


FIGURE 3 – Synoptique du fonctionnement de la balise BELOCOPA après son éjection
 $f_{IAE} = 121,5$ MHz, $f_{SAR} = 406$ MHz, $f_{UHF} = 868$ MHz et $f_{GPS} = 1575,42$ MHz

Des signaux de détresse sont alors émis automatiquement : le premier signal classique de détresse aéronautique à la fréquence $f_{IAE} = 121,5$ MHz (IAE : International Aeronautical Emergency) [8], et un second signal SAR (Search And Rescue) suivant la norme COSPAS-SARSAT à 406 MHz. Ce second signal est émis vers le système international satellitaire COSPAS-SARSAT [9] qui permet de déclencher, d'organiser et de coordonner par la suite les secours.

Enfin, la position GPS (Global Positioning System) est stockée dans la mémoire de balise pour retracer la trajectoire de dérive de la bouée à partir du lieu de l'accident.

Le signal de détresse émis à la fréquence de détresse aéronautique f_{IAE} permet également de radio-localiser la balise par radiogoniométrie. Suite à la localisation précise de la balise, les données de dérives de la balises et de vol avant le crash sont récupérées par voie hertzienne en bande UHF. On peut connaître alors le lieu précis de l'accident à partir de la dérive de la bouée. Il est également envisagé de récupérer physiquement la bouée. La lecture directe des données sera effectuée par les patrouilles de secours qui devraient être équipées de la « valise BELOCOPA » pour décrypter les données de vol.

Première partie

Mesures de permittivité pour des matériaux : application aux matériaux souples

Contexte actuel des mesures de permittivité en micro-onde

Sommaire

1.1	Introduction	27
1.2	Propriétés électromagnétiques des matériaux	28
1.3	Différentes méthodes de caractérisation expérimentales en micro-ondes	30
1.3.1	Espace libre	31
1.3.2	Cavité résonante	32
1.3.3	Ligne micro-ruban	33
1.3.4	Sonde à effet de bout	34
1.3.5	Guide d'onde	35
1.3.6	Ligne coaxiale	37
1.4	Conclusion	38

1.1 Introduction

Afin de modéliser les interactions onde électromagnétique/matière, il est fondamental de connaître précisément les caractéristiques du milieu étudié. Deux termes sont définis pour caractériser ce milieu : la permittivité relative ε_r et la perméabilité relative μ_r .

En 1946, Arthur Von Hippel propose une première approche expérimentale permettant de quantifier ces paramètres. Cette méthode est basée sur une propagation en espace guidé [10]. Une vingtaine d'années plus tard, une nouvelle technique en cavité résonante a été mise en place [11], la configuration la plus connue porte le nom de « résonateur de Courtney » [12]. L'apparition des analyseurs de réseaux vectoriels (Vector Network Analyzer : VNA) vont permettre de rendre ces mesures plus riches en informations (accès à des paramètres complexes) et plus faciles à mettre en œuvre. A partir de ce moment, les méthodes de caractérisations électromagnétiques vont connaître un essor croissant. Dans le domaine des micro-ondes, les techniques de caractérisations peuvent être regroupées en deux grandes familles : propagation en espace libre [13, 14], et propagation en espace guidé [15, 16]. Une bibliographie très fournie existe sur l'ensemble de ces techniques [17–36].

A l'heure actuelle, le besoin de connaître d'un point de vue électromagnétique les matériaux utilisés reste important notamment dans le domaine de la RFID (RadioFrequency IDentification) [37, 38] ou pour des applications biomédicales [39]. Dans ces domaines, les matériaux sont souvent fins et souples.

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps expliciter les propriétés électromagnétiques des matériaux. Ensuite, nous allons présenter différentes méthodes de caractérisation.

1.2 Propriétés électromagnétiques des matériaux

Les matériaux peuvent être étudiés soit au niveau microscopique, soit au niveau macroscopique [40–42]. Au niveau macroscopique, c'est la réponse d'un milieu à une excitation extérieure qui est étudiée. Les interactions entre un milieu et une excitation extérieure est décrite par les équations de Maxwell [42] :

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.2)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (1.3)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.4)$$

avec les équations constitutives suivantes :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (1.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (1.6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (1.7)$$

Le vecteur \vec{D} représente l'induction électrique, \vec{B} l'induction magnétique, \vec{H} le champ magnétique, \vec{E} le champ électrique et \vec{J} la densité de courant. Les termes ρ , σ , ε et μ représentent respectivement la densité volumique de charge, la conductivité du milieu, la permittivité du milieu et la perméabilité du milieu.

Dans le domaine fréquentiel en régime harmonique, le champ est exprimé en fonction de la composante de temps $\exp(j\omega t)$, avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation angulaire. Le champ électrique s'exprime alors sous cette forme :

$$\vec{E} = \text{Re}[\vec{E} \exp(j\omega t)] \quad (1.8)$$

Toutes les grandeurs peuvent être exprimées sous cette forme. Les équations de Maxwell en régime harmonique deviennent :

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (1.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (1.10)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \vec{D} + \vec{J} \quad (1.11)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \vec{B} \quad (1.12)$$

De par ces équations (1.5 - 1.12), il apparaît que l'interaction entre un matériau et une onde électromagnétique est caractérisée par trois paramètres constitutifs : la permittivité complexe ε , la perméabilité complexe μ , et la conductivité σ .

La permittivité ε peut s'exprimer par :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (1.13)$$

Le terme $\varepsilon_0 = 1/(\mu_0 c^2) \approx 8,85 * 10^{-12}$ F/m est la permittivité du vide et ε_r est la permittivité relative du matériau. Il traduit la réponse diélectrique du matériau. La permittivité relative complexe peut être décomposée sous forme de partie réelle et imaginaire :

$$\varepsilon_r = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (1.14)$$

Pour les matériaux isotropes, le terme ε' correspond à la constante diélectrique et le terme ε'' correspond au facteur de perte diélectrique. A partir de cette permittivité complexe, on définit la tangente de perte diélectrique $\tan(\delta_e)$ et le facteur de qualité diélectrique Q_e :

$$\tan(\delta_e) = \varepsilon''/\varepsilon' \quad (1.15)$$

$$Q_e = \varepsilon'/\varepsilon'' \quad (1.16)$$

La perméabilité d'un matériau s'exprime également en fonction de la perméabilité du vide $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \approx 1,26 * 10^{-6}$ H/m sous cette forme :

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (1.17)$$

avec la perméabilité relative μ_r décomposée :

$$\mu_r = \mu' - j\mu'' \quad (1.18)$$

La perméabilité relative μ_r est la réponse magnétique du milieu. La tangente de perte magnétique $\tan(\delta_m)$ et le facteur de qualité magnétique Q_m s'expriment :

$$\tan(\delta_m) = \mu''/\mu' \quad (1.19)$$

$$Q_m = \mu'/\mu'' \quad (1.20)$$

A partir du facteur de qualité électrique et magnétique, le facteur de qualité total du matériau Q s'écrit :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_m} \quad (1.21)$$

L'indice d'un matériau est défini par :

$$n = \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} \quad (1.22)$$

L'impédance caractéristique z et la vitesse de phase v des ondes dans un milieu sont déterminées à partir de la permittivité relative et perméabilité relative :

$$z = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} = z_0 z_r \quad (1.23)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} = c \frac{1}{n} \quad (1.24)$$

Le terme z_0 est l'impédance des ondes dans le vide et vaut $z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \approx 120\pi \approx 376.7 \Omega$. Le terme $z_r = \sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}$ est appelé l'impédance réduite, aussi appelé l'impédance intrinsèque du milieu. Il correspond à l'impédance relative du matériau par rapport à celle du vide. La vitesse de propagation de l'onde dans le matériau v (équation (1.24)) est le produit de la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide c et de l'inverse de l'indice du matériau n .

Le troisième paramètre constitutif est la conductivité électrique σ du matériau. Il correspond aux pertes ohmiques et définit l'aptitude d'un matériau à laisser les charges électriques se déplacer librement sous l'effet du champ électrique. Cette aptitude du matériau est formalisée par la loi d'Ohm (1.7) qui définit la dépendance entre le champ électrique \vec{E} et la densité de courant \vec{J} . La conductivité dépend de la permittivité du milieu ε_r . Pour un milieu sans pertes, la conductivité est infinie.

Dans cette partie, nous nous intéressons seulement à des matériaux de faible conductivité. Nous présentons maintenant un résumé succinct des différentes méthodes de caractérisation électromagnétique pour justifier le choix de notre méthode.

1.3 Différentes méthodes de caractérisation expérimentales en micro-ondes

Les méthodes que nous présentons sont toutes basées sur la mesure de la matrice $[S_{mes}]$ entre deux ports P1 et P2 (figure 1.1). A partir de ces coefficients mesurés $[S_{mes}]$ dans l'espace étudié, on peut déterminer les paramètres S_{ij} de l'échantillon à caractériser par une simple translation des plans de mesure.

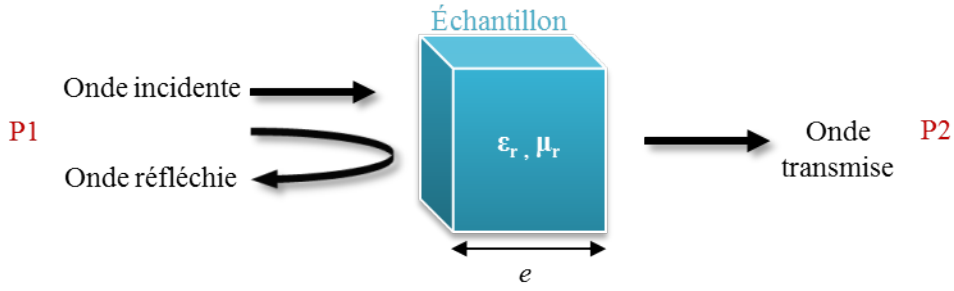


FIGURE 1.1 – Schéma de la méthode de transmission et réflexion

Ces paramètres S_{ij} peuvent être reliés aux coefficients de réflexion Γ et de transmission T de la manière suivante [15] :

$$S_{11} = \frac{(1 - T^2)\Gamma}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (1.25)$$

$$S_{21} = \frac{(1 - \Gamma^2)T}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (1.26)$$

Les paramètres Γ et T sont reliés aux paramètres de permittivité et perméabilité relatives suivant ces équations :

$$\Gamma = \frac{z - z_0}{z + z_0} = \frac{z_r - 1}{z_r + 1} = \frac{\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r} + 1} \quad (1.27)$$

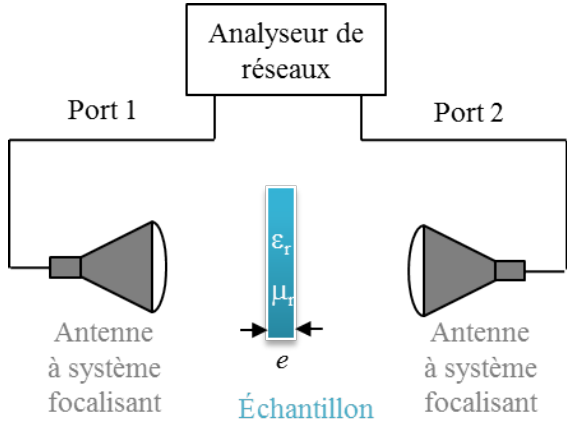
$$T = \exp(-j2\pi f \sqrt{\mu\varepsilon} * e) = \exp(-j(2\pi f/c) \sqrt{\mu_r \varepsilon_r} * e) \quad (1.28)$$

avec e l'épaisseur de l'échantillon (figure 1.1).

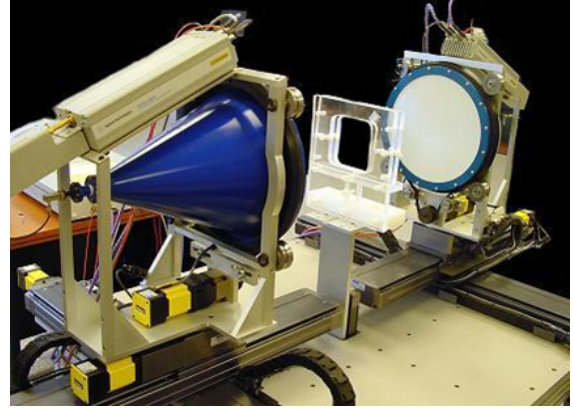
Nous allons présenter maintenant différentes techniques de caractérisation dans le spectre des micro-ondes. Les coefficients de réflexion et de transmission dans les différentes méthodes présentées feront références aux équations (1.25)-(1.28).

1.3.1 Espace libre

L'échantillon à caractériser en espace libre est placé sans contact entre deux antennes à système focalisant pour une configuration en réflexion et transmission (figure 1.2) [13, 14, 43].



(a) Schéma du montage



(b) Système de mesure automatisé par Hvs Technologies Inc. [44]

FIGURE 1.2 – Configuration de la mesure en espace libre

Pour obtenir les caractéristiques électromagnétiques des matériaux avec cette technique, il est généralement appliqué une méthode d'extraction à partir de la mesure de la réflexion et de la transmission, similaire à celle utilisée en propagation guidée, à savoir la procédure Nicolson-Ross (NR) [15]. Cette procédure définit les coefficients de réflexion et transmission en fonction des paramètres S_{ij} (équations (1.29)-(1.31)).

$$\Gamma = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (1.29)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (1.30)$$

avec :

$$X = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (1.31)$$

Le signe + ou - dans l'équation (1.29) est choisi de telle sorte que $|\Gamma| < 1$. A partir de l'équation (1.28), nous pouvons écrire :

$$\frac{\ln(1/T)}{e} = j(2\pi f/c)\sqrt{\epsilon_r\mu_r} \quad (1.32)$$

De même, à partir de l'équation (1.27), on peut exprimer :

$$z_r = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (1.33)$$

A partir de ces deux dernières équations, on peut déterminer la permittivité et perméabilité relatives :

$$\mu_r = j \frac{c}{2\pi f e} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \ln(1/T) \quad (1.34)$$

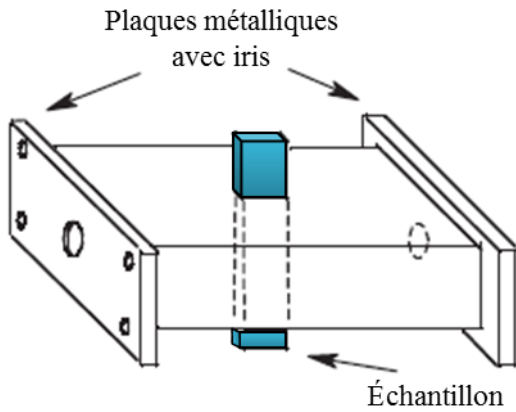
$$\epsilon_r = j \frac{c}{2\pi f e} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \ln(1/T) \quad (1.35)$$

Le coefficient de transmission T étant un nombre complexe, le logarithme népérien de $1/T$ dans les équations (1.34-1.35) offrent une infinité de solutions (phase θ de T , compris entre 0 et $2\pi n$, n entier). Ceci est une des limitations principales de ce genre de méthode. Effectivement, afin de lever ces indéterminations, il faut soit avoir recours à des mesures de plusieurs échantillons d'épaisseur différentes, soit avoir des échantillons dont l'épaisseur est grande par rapport à la longueur d'onde [42].

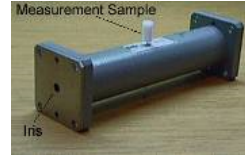
1.3.2 Cavité résonante

La technique de la cavité résonante est inspirée des modèles électriques équivalents (RLC). En effet, une cavité remplie d'air résonne à une fréquence différente d'une cavité remplie d'un diélectrique quelconque. La position spectrale de la résonance et son facteur de qualité sont donc directement liés au matériau placé dans la cavité.

Dans l'exemple présenté ci-dessous, il s'agit d'un guide d'onde fermé des deux côtés par des plaques métalliques avec des iris pour mesurer le coefficient de transmission ou de réflexion de la cavité (figure 1.3) en mode TE_{01n} .



(a) Schéma



(b) Cavité résonante (Agilent Technologies)

FIGURE 1.3 – Configuration d'une cavité résonante

La permittivité relative $\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon''$ de l'échantillon est mesurée à partir de la fréquence de résonance de la cavité vide f_c et de la fréquence de résonance de la cavité avec l'échantillon f_e :

$$\epsilon' = \frac{V_c(f_c - f_e)}{2V_e f_e} + 1 \quad (1.36)$$

$$\epsilon'' = \frac{V_c}{4V_e} \left(\frac{1}{Q_e} - \frac{1}{Q_c} \right) \quad (1.37)$$

avec V_c le volume de la cavité, V_e le volume de l'échantillon, Q_c le facteur de qualité de la cavité vide et Q_e le facteur de la qualité de la cavité avec l'échantillon. Le principe de cette mesure est représenté figure 1.4.

Cette méthode utilisant une cavité résonante reste intrinsèquement une technique fonctionnant sur des bandes de fréquence réduites. Cependant, c'est la technique qui présentera bien souvent la plus grande précision.

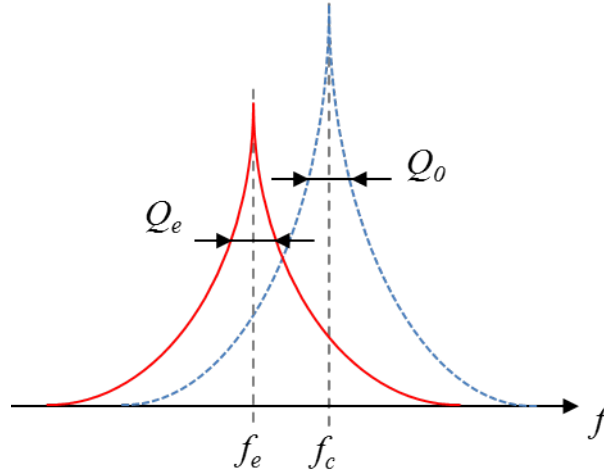


FIGURE 1.4 – Illustration de la fréquence de résonance du résonateur vide (f_c) et avec l'échantillon dans la cavité (f_e)

1.3.3 Ligne micro-ruban

Cette méthode est basée sur l'étude de la propagation d'une onde électromagnétique dans une ligne micro-ruban dont le substrat est le matériau à caractériser.

A titre d'exemple, nous présentons ici une technique utilisant deux lignes micro-rubans de longueur différente (figure 1.5) [45].

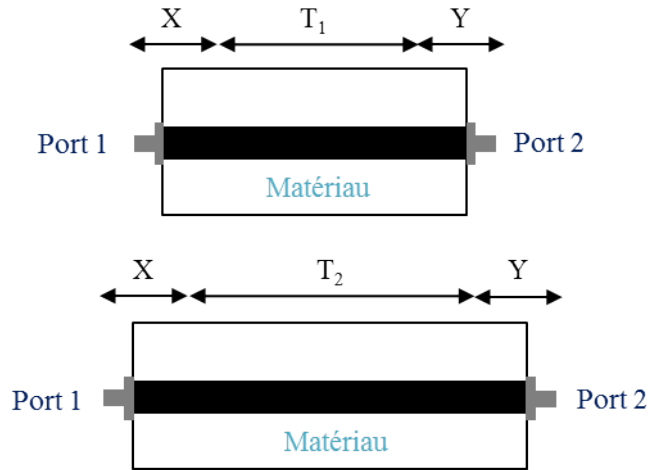


FIGURE 1.5 – Lignes microrubans (une courte, une plus longue) pour caractériser le substrat

La propagation dans ces deux lignes peut être exprimées par les équations suivantes [45] :

$$M_1 = XT_1Y \quad (1.38)$$

$$M_2 = XT_2Y \quad (1.39)$$

La matrice M_1 correspond à la ligne micro-ruban la plus petite sur la figure 1.5, et la matrice M_2 à la deuxième ligne. La matrice X représente la matrice d'entrée avec la transition du port coaxial vers la ligne et la matrice Y représente la matrice de sortie avec la transition de la ligne vers le deuxième

port coaxial. La matrice T_i ($i = 1, 2$) correspond à la ligne de transition n° i .

En mesurant la matrice de répartition S de chaque ligne micro-ruban, on peut obtenir par transformation les matrices de transfert $[ABCD]$ de ces lignes et donc déduire la permittivité du substrat (milieu à caractériser) par la relation suivante :

$$\varepsilon_{eff} = \left\{ \frac{1}{\beta_0 \Delta d} \cosh^{-1} \left[\frac{1}{2} \text{Tr}(M_1 M_2^{-1}) \right] \right\}^2 \quad (1.40)$$

avec β_0 la constante de propagation dans le vide et Δd la différence de longueur entre les deux lignes micro-rubans.

D'autres méthodes en lignes planaires existent où l'échantillon est positionné au dessus d'une structure micro-ruban [46–48]. Des méthodes plus élaborées permettent de mesurer la permittivité et la perméabilité relatives [42, 49].

1.3.4 Sonde à effet de bout

Les techniques en sonde à effet de bout [22, 36, 50] utilisent un guide d'onde ouvert. L'extrémité du guide est en contact avec le matériau à caractériser (figure 1.6a), ceci créer une rupture d'impédance qui modifie la réflexion mesurée (à l'autre extrémité du guide).

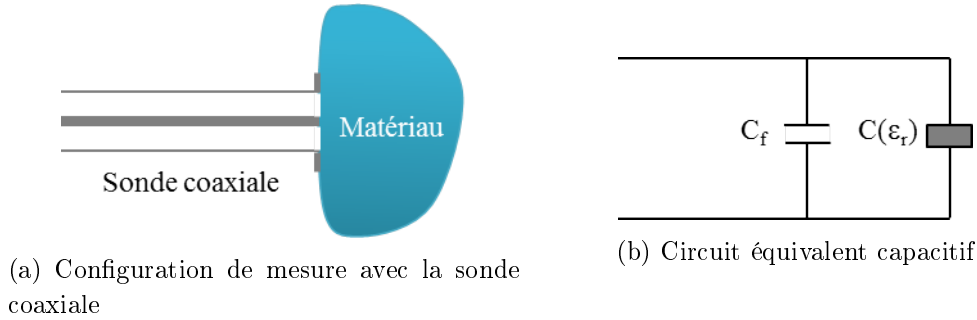


FIGURE 1.6 – Caractérisation avec la sonde coaxiale en réflexion

La détermination des propriétés électromagnétiques dépend de la sonde utilisée. En général le formalisme de construction est basé sur une modélisation de la sonde et du matériau par un circuit électrique équivalent [42]. Le modèle le plus utilisé est le modèle capacitif (figure 1.6b) [35, 36]. D'autres modèles peuvent être utilisés comme le modèle radiatif [51, 52] ou le modèle de ligne virtuelle [53]. Le modèle capacitif est décrit ci-dessous.

A partir de la mesure du coefficient S_{11} à l'extrémité de la sonde, on peut calculer le coefficient de réflexion Γ . Celui-ci peut s'exprimer en fonction du modèle capacitif équivalent de la ligne chargée :

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta} = \frac{1 - j\omega z_0 [C(\varepsilon_r) + C_f]}{1 + j\omega z_0 [C(\varepsilon_r) + C_f]} \quad (1.41)$$

Le terme ω représente la pulsation, C_f est une capacité indépendante de l'échantillon représentant les lignes de fuite, et $C(\varepsilon_r) = C_0 \varepsilon_r$ où C_0 est la capacité équivalente pour un échantillon d'air. L'impédance caractéristique de la ligne coaxiale connectée à la sonde est z_0 . A partir de l'équation (1.41), on en

déduit la permittivité relative du matériau :

$$\varepsilon_r = \frac{1 - \Gamma}{j\omega z_0 C_0 (1 + \Gamma)} - \frac{C_f}{C_0} \quad (1.42)$$

Pour déterminer les valeurs des capacités C_0 et C_f , on a recourt à un matériau étalon de permittivité connue $\varepsilon_{r,\text{étalon}}$ pour calibrer la sonde :

$$C_0 = \frac{(1 - |\Gamma_{\text{étalon}}|)^2}{\omega z_0 \varepsilon_{\text{étalon}}'' (1 + 2|\Gamma_{\text{étalon}}| \cos(\theta_{\text{étalon}}) + |\Gamma_{\text{étalon}}|^2)} \quad (1.43)$$

$$C_f = \frac{-2|\Gamma_{\text{étalon}}| \sin(\theta_{\text{étalon}})}{\omega z_0 (1 + 2|\Gamma_{\text{étalon}}| \cos(\theta_{\text{étalon}}) + |\Gamma_{\text{étalon}}|^2)} - \varepsilon_{\text{étalon}}' C_0 \quad (1.44)$$

Les termes $|\Gamma_{\text{étalon}}|$ et $\theta_{\text{étalon}}$ correspondent au module et à la phase du coefficient de réflexion associé au matériau étalon. On peut alors déterminer la permittivité relative du matériau à caractériser avec la relation (1.42).

Dans la technique classique, le matériau à mesurer est supposé d'épaisseur infinie pour limiter et négliger les réflexions multiples liées à la présence de la face arrière. Le choix du matériau étalon est crucial quant à la précision de la méthode puisque le résultat final est fortement lié à la connaissance du matériau étalon en termes de valeurs de permittivité qui doit présenter une grande précision. Classiquement, pour la caractérisation de matériau liquide, l'eau déionisée est souvent utilisée comme matériau étalon du fait de sa stabilité de valeur de permittivité de référence [54]. Pour une application à des matériaux solides, le matériau de référence est plus délicat à trouver et des défauts de contacts entre l'extrémité de la sonde et la surface de contact du matériau sont bien souvent présents.

1.3.5 Guide d'onde

Cette méthode est basée sur l'étude de la propagation dans un guide d'onde métallique [10, 15, 16]. Les dimensions du matériaux à caractériser doivent être égales à un des côtés du guide pour assurer une continuité électrique. A partir de la mesure du coefficient de réflexion et de transmission, on peut calculer la permittivité et la perméabilité relatives du matériaux avec différents formalismes [23, 55].

La bande de fréquence de travail est donnée par le mode fondamental du guide. Ce mode dépend des dimensions du guide. Nous présentons ci-dessous le cas du guide d'onde rectangulaire de largeur a et de hauteur b (figure 1.7).

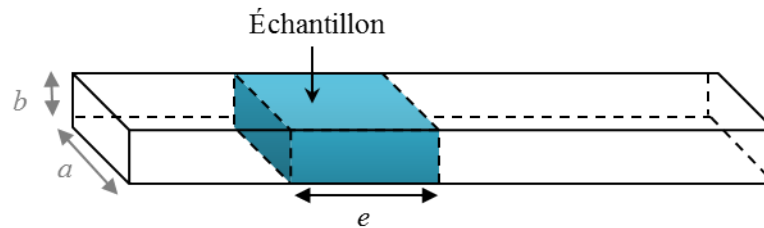


FIGURE 1.7 – Illustration d'un guide d'onde rectangulaire

Le mode fondamental se propageant dans un guide d'onde rectangulaire est le mode TE_{10} . Pour ce mode, le champ \vec{E} est orienté le long du côté b , et le champ \vec{H} est orienté le long de la largeur a .

(figure 1.8). Du fait de cette propagation, cette technique est la mieux adaptée à la caractérisation de matériaux anisotropes. Pour ceux-ci, il suffit d'usiner des échantillons différents en privilégiant l'une des trois directions de l'espace pour caractériser les anisotropies qui se répercute sur les valeurs de permittivité [19].



FIGURE 1.8 – Représentation des champs \vec{E} et \vec{H} du mode fondamental TE_{10} dans une coupe du guide rectangulaire (simulation CST MicroWave Studio)

La fréquence de coupure f_c des modes TE et TM pour un guide de largeur a et de hauteur b est :

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_r\mu_0\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (1.45)$$

avec $m, n = 0, 1, 2, \dots$. La fréquence de coupure pour le mode fondamental TE_{10} est :

$$f_{c,10} = \frac{1}{2a\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_r\mu_0\mu_r}} \quad (1.46)$$

La fréquence limite basse de mesure est déterminée à partir de la fréquence de coupure du mode TE_{10} et la limite haute est déterminée par la fréquence de coupure d'ordre supérieur (équation (1.45)) [42].

A partir de la mesure des coefficient de réflexion et de transmission dans le mode fondamental, les valeurs de le permittivité et de la perméabilité de l'échantillon de matériau d'épaisseur e peuvent être déterminées [15, 16] :

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma}{(1 - \Gamma)\Lambda \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (1.47)$$

$$\varepsilon_r = \frac{\lambda_0^2}{\mu_r} \left\{ \frac{1}{\lambda_c^2} - \left[\frac{1}{2\pi e} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \right\} \quad (1.48)$$

avec λ_0 la longueur d'onde dans le vide, $\lambda_c = c/f_{c,10}$ la longueur d'onde de coupure du mode fondamental. Le terme Λ est défini par :

$$\frac{1}{\Lambda} = - \left[\frac{1}{2\pi e} \ln \left(\frac{1}{T} \right) \right]^2 \quad (1.49)$$

L'équation (1.49) a une infinité de solutions à cause du coefficient de transmission T complexe à l'intérieur du logarithme népérien. Cette incertitude peut être résolue par la méthode du temps de groupe [16].

1.3.6 Ligne coaxiale

Cette méthode est basée sur l'étude de la propagation dans une ligne coaxiale. Elle est constituée de deux cylindres métalliques concentriques : une âme centrale et un conducteur extérieur (figure 1.9). Le matériau à caractériser est usiné en rondelles aux dimensions du guide coaxial. C'est une technique bien adaptée pour des matériaux solides. Cependant, avec des solutions mécaniques judicieuses comme l'utilisation de système de maintien et confinement, des matériaux d'autres natures peuvent être caractérisés [33, 34, 56–58].

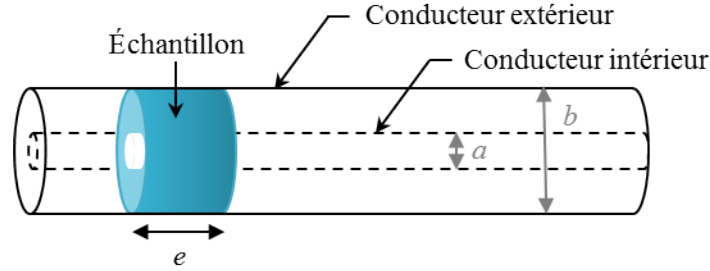


FIGURE 1.9 – Illustration d'une ligne coaxiale

Comme dans le cas des guides d'ondes (partie 1.3.5), la caractérisation se fait uniquement dans le mode fondamental. La répartition des champs dans le mode fondamental, à savoir le mode Transverse ElectroMagnétique (TEM), est représentée figure 1.10.

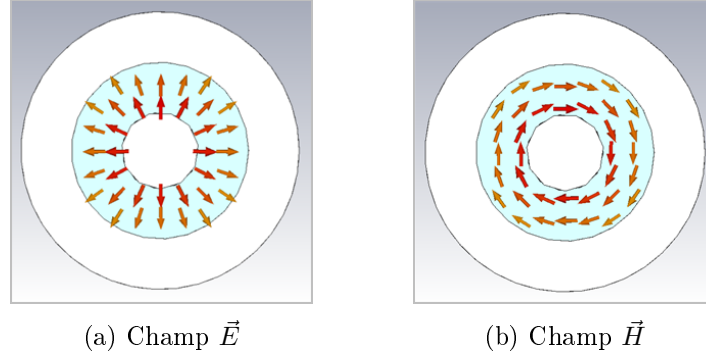


FIGURE 1.10 – Représentation des champs \vec{E} et \vec{H} du mode fondamental TEM dans une coupe de la ligne coaxiale (simulation CST MicroWave Studio)

Contrairement au guide d'onde rectangulaire, cette technique n'est pas adaptée aux matériaux anisotropes.

L'avantage majeur des systèmes en lignes coaxiales est la possibilité de faire des mesures sur une bande de fréquence très large. En effet, la fréquence de coupure du mode fondamental des systèmes coaxiaux est théoriquement nulle ce qui permet d'avoir une large bande de propagation du mode TEM dans la ligne. Cependant, il existe des modes d'ordre supérieurs [59, 60]. Le premier mode d'ordre supérieur est le mode TE_{11} dont la fréquence de coupure est définie par [60] :

$$f_{c,TE_{11}} = \frac{2}{\pi(a+b)\sqrt{\varepsilon_0\varepsilon_r\mu_0\mu_r}} = \frac{2c}{\pi(a+b)\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \quad (1.50)$$

avec a et b les diamètres des conducteurs intérieur et extérieur respectivement.

La permittivité et perméabilité relatives peuvent être calculées à partir de la mesure du coefficient de réflexion et de transmission (équations (1.29)-(1.35)).

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les principales techniques actuelles de caractérisation des propriétés électromagnétiques des matériaux dans le domaine des micro-ondes. Chaque méthode présente ses avantages et ses inconvénients.

Pour le projet BELOCOPA, nous avons besoin de caractériser des matériaux fins et souples aux quatre fréquences de résonance $f_{IAE} = 121,5$ MHz, $f_{SAR} = 406$ MHz, $f_{UHF} = 868$ MHz et $f_{GPS} = 1575,42$ MHz. Pour cela, nous avons choisi d'utiliser et de développer la mesure en ligne coaxiale avec le système de cloisons pouvant contenir tous types de matériaux, dont les matériaux fins et souples. Ce système de mesure, *EpsiMu*[®], est développé dans le prochain chapitre.

Mesure de permittivité en ligne coaxiale conique

Sommaire

2.1	Description de la cellule 7 mm	39
2.2	Description de la cellule coaxiale conique 13 mm	40
2.3	Exploitation des données	44
2.3.1	1 ^{ère} étape : opération de <i>de-embedding</i>	44
2.3.2	2 ^{ème} étape : caractéristiques électromagnétiques de l'échantillon	45
2.3.3	3 ^{ème} étape : méthode non linéaire des moindres carrés	47
2.4	Mesure de permittivité avec la cellule 13 mm conique	49
2.4.1	Matériau solide : polyéthylène haute densité	50
2.4.2	Matériau granulaire : sable	51
2.4.3	Matériau liquide : éthanol	51
2.4.4	Matériau souple : polyamide avec une face enduite de polyuréthane	52
2.5	Conclusion	55

Dans ce chapitre, nous présentons l'outil *EpsiMu*[®] et les différents développements qui lui sont associés afin de mesurer des substrats souples.

2.1 Description de la cellule 7 mm

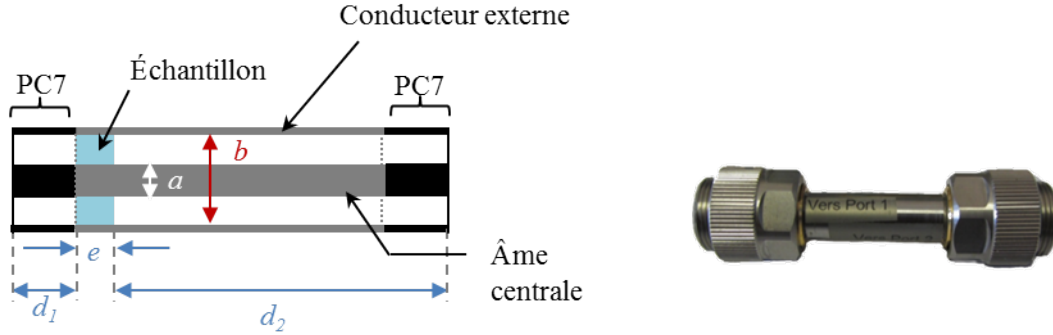
Notre première cellule est une ligne coaxiale classique de diamètre extérieur $b = 7$ mm et de diamètre intérieur $a = 3,04$ mm se terminant par des connecteurs Precision Connector 7 mm (PC7) démontables (figure 2.1). Cette cellule caractérise uniquement des matériaux solides. Elle nous servira le plus souvent comme référence afin de valider les résultats obtenus avec d'autres cellules plus élaborées. L'impédance caractéristique de cette ligne coaxiale est définie par [42] :

$$z_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \left(\frac{b}{a} \right) = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (2.1)$$

avec ε_r et μ_r la permittivité et perméabilité relatives du matériau entre les deux conducteurs. Dans le cas de cette ligne $\varepsilon_r = \mu_r = 1$, le rapport b/a est égal à 2,3 (condition pour $z_c = 50 \Omega$). Les dimensions de cette cellule permettent de couvrir une bande de fréquence jusqu'à 19 GHz (fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur, équation (1.50)).

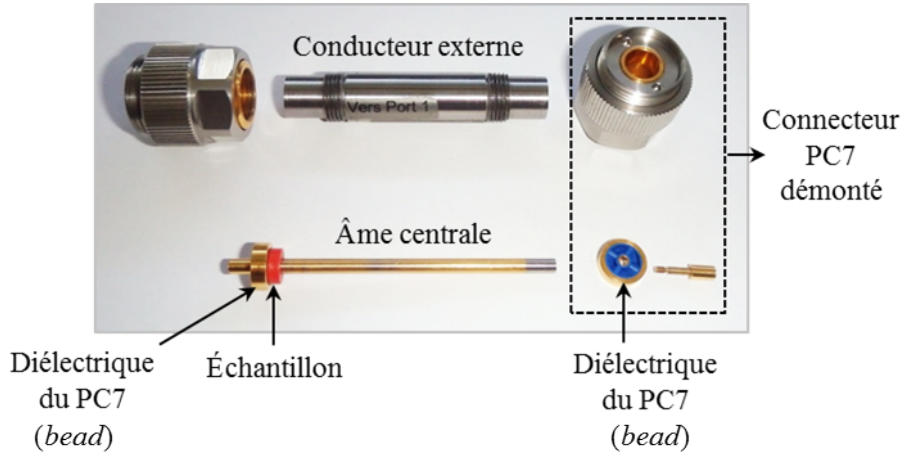
Pour obtenir les paramètres diélectriques d'un matériau, il faut l'introduire à l'intérieur de la ligne coaxiale. Cela conditionne sa forme et ses dimensions. Effectivement, l'échantillon sous test doit être sous la forme d'une rondelle respectant les diamètres a et b de la cellule pour y être insérée et positionnée

au mieux. Le positionnement précis de l'échantillon dans la cellule est fait grâce au connecteur lui-même : l'échantillon est positionnée au contact de l'élément interne diélectrique du connecteur PC7 (*bead*). Afin que cette manipulation de positionnement soit la plus précise possible et qu'elle impacte le moins possible nos résultats, nous avons recourt à une cellule complètement démontable (figure 2.1c).



(a) Coupe de la ligne au centre
(diamètres $a = 3,04$ mm et $b = 7$ mm)

(b) Réalisation



(c) Cellule démontée avec un échantillon

FIGURE 2.1 – Cellule 7 mm

2.2 Description de la cellule coaxiale conique 13 mm

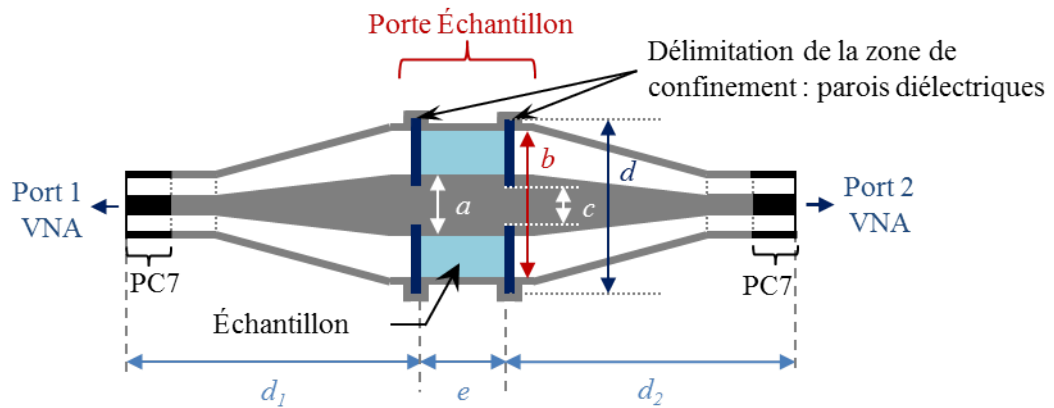
La cellule 7 mm ne permet pas de mesurer correctement les substrats souples. En effet, plusieurs problèmes se posent :

- positionnement de l'échantillon : l'échantillon est positionné en butée sur un des deux connecteurs, l'échantillon est donc maintenu que dans une seule direction. L'échantillon étant souple, ce problème de maintien induira des variations de planéité, des sorties d'axe.
- diamètre externe de l'échantillon : les échantillons de petites dimensions sont difficiles à manipuler.

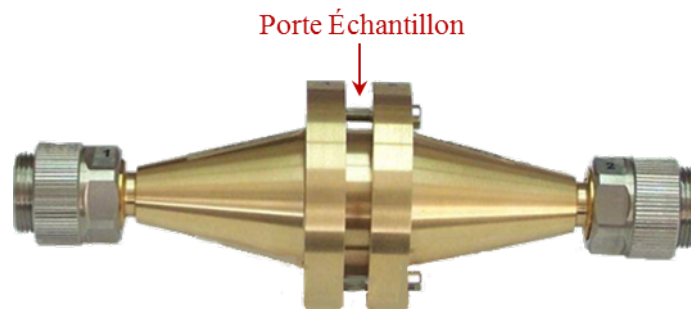
Pour résoudre ces problèmes, une nouvelle cellule a été réalisée répondant aux critères suivants :

- confinement de l'échantillon sur ses deux faces,
- augmentation du diamètre externe.

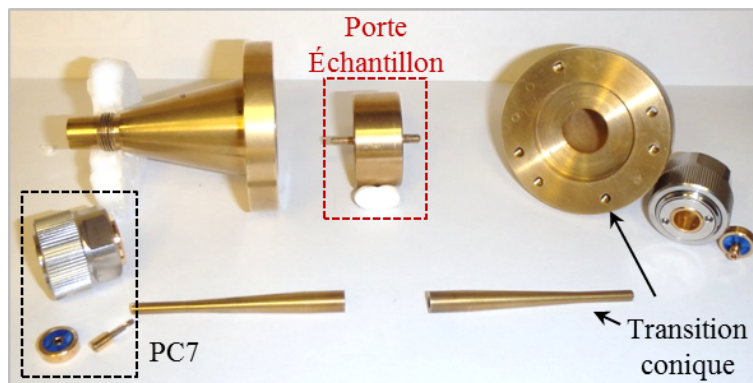
La nouvelle cellule coaxiale répondant à ces exigences est composée de trois parties (figure 2.2) : une zone centrale de confinement de l'échantillon, des lignes de transitions et deux connecteurs (connecteurs PC7). Les connecteurs ont un diamètre externe de 7 mm tandis que la zone de confinement des échantillons a un diamètre externe de 13 mm. Les zones de transitions ont une forme conique pour obtenir une cellule de mesure avec une impédance caractéristique constante de 50Ω .



(a) Coupe de la cellule au milieu (diamètres $a = 5,65$ mm, $b = 13$ mm, $c = 4,65$ mm et $d = 14$ mm)



(b) Cellule assemblée



(c) Cellule démontée

FIGURE 2.2 – Cellule coaxiale conique 13 mm

Description du Porte Échantillon

Le Porte Échantillon¹ est constitué à partir d'un tronçon de ligne coaxiale de diamètre extérieur $b = 13$ mm et de diamètre intérieur $a = 5,65$ mm se terminant par des parois diélectriques (figures 2.2a, 2.3). La zone utile dédiée à l'échantillon est donc délimitée par deux cloisons diélectriques de confinement. Les dimensions du Porte Échantillon définissent l'impédance caractéristique (équation (2.1)) et la bande de fréquence de fonctionnement (équation (1.50)) de notre cellule de mesure. Dans notre cas, le Porte Échantillon à vide a une impédance $z_c = 50 \Omega$ et une bande de fréquence de travail allant jusqu'à 10 GHz.

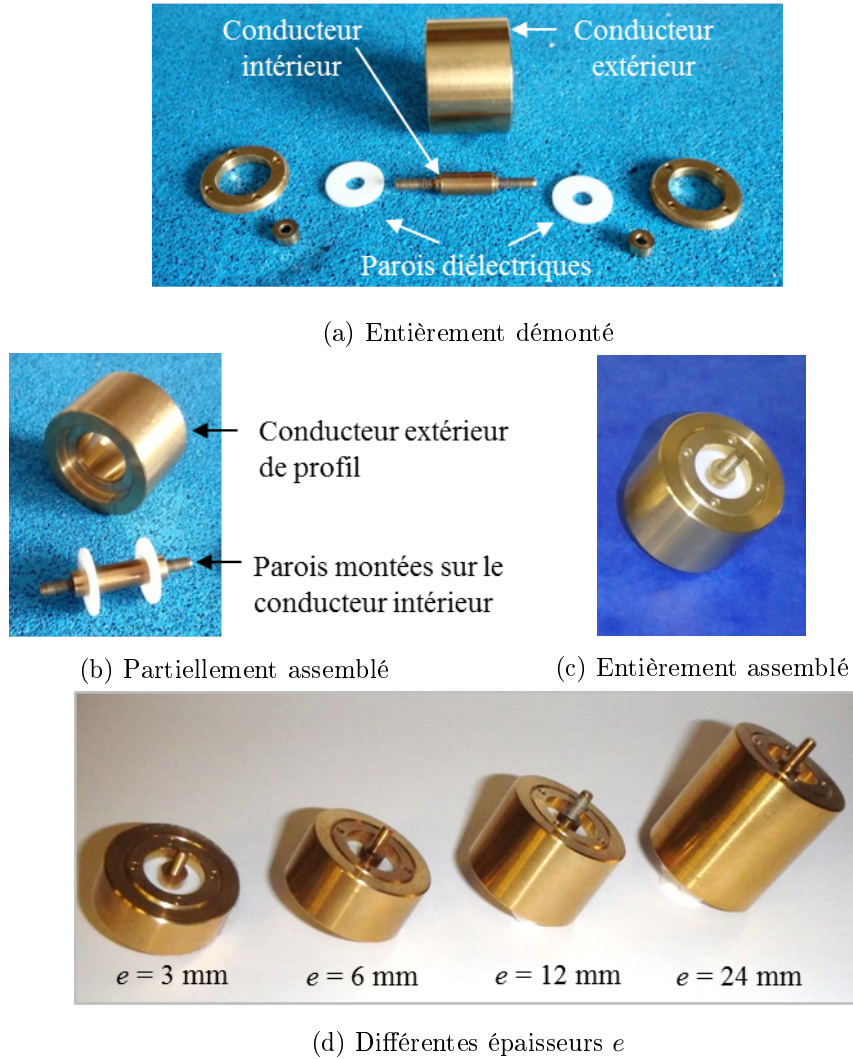


FIGURE 2.3 – Porte Échantillon

Pour passer d'une ligne coaxiale à un Porte Echantillon avec zone de confinement, les conducteurs internes et externes ont été modifiés. Le conducteur interne du Porte Echantillon se termine par deux tiges filetées (de diamètre inférieur à celui de l'âme centrale). La différence de diamètre entre les tiges filetées et le corps de l'âme centrale crée une butée qui viendra maintenir les parois de confinement. Afin d'assurer une meilleure tenue mécanique de ces parois, on vient visser un écrou de maintien de l'autre côté de la paroi (figure 2.3b). Le couple âme centrale/parois viendra ensuite se visser dans l'âme

1. Brevet PCT/FR2012/051219 (WO2012164229A1)

centrale des transitions coniques afin de former l'âme centrale complète de la cellule de mesure. Le conducteur externe est aussi usiné de telle sorte à posséder une butée de maintien intérieur pour les parois sur laquelle est vissée une rondelle pour assurer le maintien extérieur. Le Porte Échantillon est ensuite inséré dans les transitions coniques extérieures à l'aide d'empreintes (figure 2.2c). La rigidité mécanique de la cellule entière est assurée à l'aide de vis qui relient les deux transitions coniques externes entre elles.

Les parois de confinement ont un diamètre interne $c = 4,65$ mm et externe $d = 14$ mm (figures 2.3b et 2.4). Ces parois entraînent une rupture d'impédance qui doit être prise en compte dans le traitement des données (partie 2.3.1).

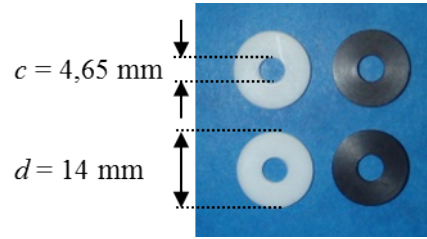


FIGURE 2.4 – Parois en téflon (à gauche) et en PEHD (à droite)

Cette zone de confinement entre les deux parois permet de caractériser tous types de matériau. Pour les matériaux liquides, deux micro-tubes sont reliés à la zone de confinement du Porte Échantillon pour assurer le remplissage (figure 2.5).

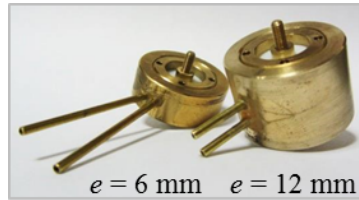


FIGURE 2.5 – Portes Échantillons adaptés pour mesurer les liquides

Le passage de la cellule 7 mm à la nouvelle cellule avec Porte Échantillon nous permet de diminuer les incertitudes de mesure dues au positionnement du matériau à caractériser. En effet, les résultats sur la permittivité et perméabilité relatives obtenues à partir d'une mesure sont sujets à deux types d'erreurs : les erreurs systématiques dues aux instruments de mesure, et les erreurs de dimension et de positionnement des échantillons sous test. Ces incertitudes sont exprimées par l'équation (2.2) [19].

$$\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = \frac{1}{\gamma} \times \sqrt{\sum_{ij} \left[\left(\frac{\partial\gamma}{\partial|S_{ij}|} \Delta|S_{ij}| \right)^2 + \left(\frac{\partial\gamma}{\partial\theta_{ij}} \Delta\theta_{ij} \right)^2 \right] + \left(\frac{\partial\gamma}{\partial e} \Delta e \right)^2 + \left(\frac{\partial\gamma}{\partial g} \Delta g \right)^2} \quad (2.2)$$

Le terme $\frac{\Delta\gamma}{\gamma}$ représente les incertitudes sur la partie réelle ε' ou imaginaire ε'' de la permittivité relative ou sur la partie réelle μ' ou imaginaire μ'' de la perméabilité relative $\left(\frac{\Delta\gamma}{\gamma} = \left\{ \frac{\Delta\varepsilon'}{\varepsilon'}, \frac{\Delta\varepsilon''}{\varepsilon''}, \frac{\Delta\mu'}{\mu'}, \frac{\Delta\mu''}{\mu''}, \right\} \right)$.

Le terme $\sum_{ij} \left[\left(\frac{\partial\gamma}{\partial|S_{ij}|} \Delta|S_{ij}| \right)^2 + \left(\frac{\partial\gamma}{\partial\theta_{ij}} \Delta\theta_{ij} \right)^2 \right]$ représente la somme des incertitudes de mesure des paramètres S_{11} ou S_{21} ($ij = 11$ ou 21) intrinsèques à l'appareil de mesure (analyseur de réseau vectoriel) et au positionnement de l'échantillon dans la cellule de test. Les termes $\Delta|S_{ij}|$ et $\Delta\theta_{ij}|$

sont les incertitudes des paramètres S_{ij} en terme d'amplitude et de phase respectivement. Le terme $\left(\frac{\partial \gamma}{\partial e} \Delta e\right)$ représente les incertitudes propres à l'épaisseur e de l'échantillon. Le terme $\left(\frac{\partial \gamma}{\partial g} \Delta g\right)$ représente les incertitudes propres à la taille de l'échantillon (avec g la distance de gap d'air entre l'échantillon et les conducteurs coaxiaux). Grâce au Porte Échantillon, tous les termes de cette équation sont réduits, et donc l'erreur résiduelle sera limitée au maximum.

2.3 Exploitation des données

La cellule de mesure avec l'échantillon positionné à l'intérieur est connectée à un analyseur de réseau vectoriel (VNA) calibré (figure 2.6). Les paramètres S de la cellule entière sont alors mesurées $[S_{cellule}]$. Les différentes étapes de l'exploitation des données seront illustrées par une mesure sur un échantillon étalon d'épaisseur $e = 12$ mm.

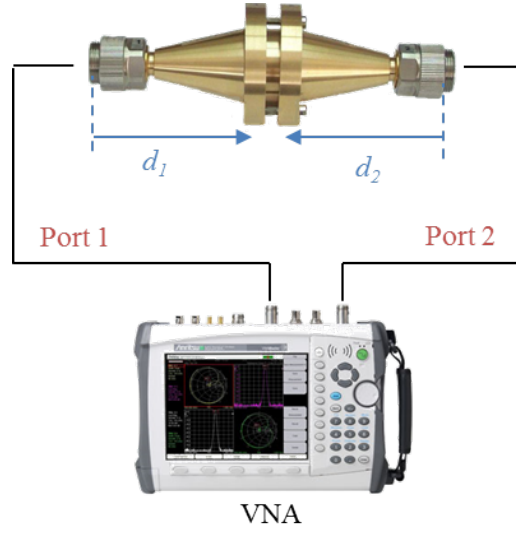


FIGURE 2.6 – Banc de mesure de la cellule coaxiale 13 mm avec le VNA

2.3.1 1^{ère} étape : opération de *de-embedding*

La première étape de traitement des données est le passage de la matrice $[S_{cellule}]$ à la matrice S de l'échantillon $[S_{éch}]$. Cette opération porte le nom de *de-embedding*. L'opération de *de-embedding* consiste à faire une translation des plans de phase. Les nouveaux plans de phase sont positionnés au niveau des plans d'entrées de l'échantillon (déplacement de d_1 et de d_2 , figure 2.6). Pour avoir une opération de *de-embedding* la plus précise possible, nous ajoutons à notre terme de translation un terme d'affaiblissement dues aux lignes de propagation. Cette opération est exprimée pour chacun des quatre coefficients de la matrices S dans les équations (2.3) à (2.6) (figure 2.7).

$$S_{11,éch} = S_{11,cellule} * \exp(jk(2d_1)) * \exp(\alpha(2d_1)) \quad (2.3)$$

$$S_{21,éch} = S_{21,cellule} * \exp(jk(d_1 + d_2)) * \exp(\alpha(d_1 + d_2)) \quad (2.4)$$

$$S_{12,éch} = S_{12,cellule} * \exp(jk(d_1 + d_2)) * \exp(\alpha(d_1 + d_2)) \quad (2.5)$$

$$S_{22,éch} = S_{22,cellule} * \exp(jk(2d_2)) * \exp(\alpha(2d_2)) \quad (2.6)$$

Le décalage des plans de référence est exprimé par le terme de propagation de phase $\exp(jk * \text{distance})$ [19]. Le terme d'affaiblissement α est pris en compte par le terme $\exp(\alpha * \text{distance})$. Il est important de

noter que les distances d_1 et d_2 sont mesurées à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel afin d'être le plus précis possible (figure 2.2). Ces distances sont appelées distances électriques. Elles sont mesurées en court-circuitant le Porte Échantillon.

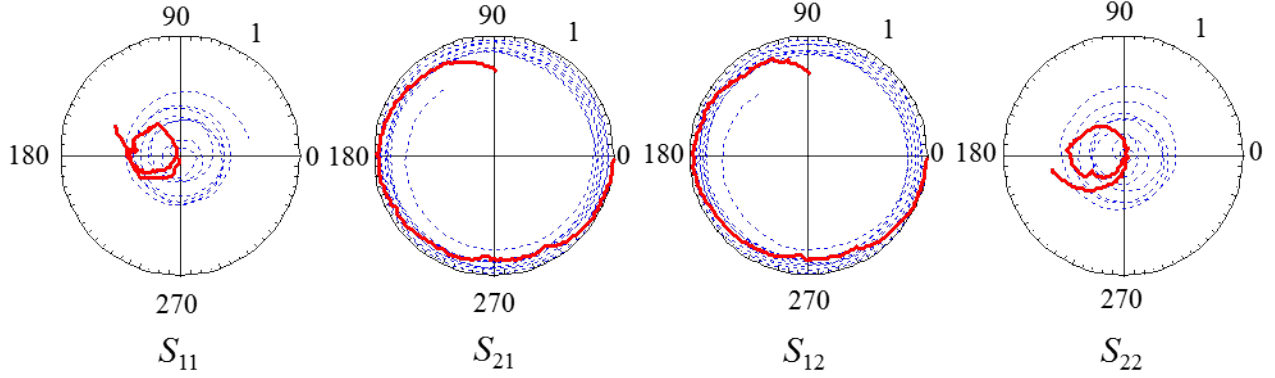


FIGURE 2.7 – Opération de *de-embedding* sur les paramètres d'un échantillon étalon de 12 mm (matrice $S_{cellule}$ en ligne bleue pointillée, matrice $S_{éch}$ en ligne rouge)

L'atténuation d'une ligne coaxiale droite est exprimée en fonction de l'atténuation du conducteur α_c et de l'atténuation diélectrique α_d [61] :

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (2.7)$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r f \pi}{\sigma}} \frac{1}{\ln(b/a)} \left(\frac{1}{b} + \frac{1}{a} \right) + \pi f \tan(\delta) \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r} \quad (\text{Np/m}) \quad (2.8)$$

avec $\tan(\delta)$ la tangente de perte diélectrique et σ la conductivité des conducteurs extérieur et intérieur de la ligne coaxiale. L'expression de l'atténuation α dans l'équation (2.8) ne prend pas en compte la géométrie conique de notre cellule. Pour avoir accès à ce coefficient, nous le calculons à partir des équations (2.9) et (2.10) basées sur la mesure du coefficient de transmission de la cellule vide.

$$|S_{21, \text{cellule vide}}| = |\exp(-jk(d_1 + e + d_2))| * |\exp(-\alpha(d_1 + e + d_2))| \quad (2.9)$$

$$\alpha = -\frac{\ln(|S_{21, \text{cellule vide}}|)}{d_1 + e + d_2} \quad (2.10)$$

Le terme $|S_{\text{cellule vide}, 21}|$ correspond au terme de transmission S_{21} mesuré par le VNA de la cellule vide avec les deux parois diélectriques du Porte Échantillon. Ainsi, la mesure de l'atténuation α et des distances électriques d_1 et d_2 permet de prendre en compte la géométrie de la cellule, les parois diélectriques et les désadaptations des connecteurs [62].

2.3.2 2^{ème} étape : caractéristiques électromagnétiques de l'échantillon

A la matrice de l'échantillon $[S_{éch}]$, nous appliquons la méthode Nicolson et Ross [15] pour accéder aux caractéristiques électromagnétiques du matériau μ_r et ε_r . Pour ce faire, nous calculons les coefficients de réflexion Γ et transmission T de l'échantillon (2.11)-(2.12) ainsi que son impédance réduite

z_r (2.13) .

$$\Gamma = \frac{1 + S_{11,éch}^2 - S_{21,éch}^2}{2S_{11,éch}} \pm \sqrt{\left(\frac{1 + S_{11,éch}^2 - S_{21,éch}^2}{2S_{11,éch}}\right)^2 - 1} \quad (2.11)$$

$$T = \frac{S_{11,éch} + S_{21,éch} - \Gamma}{1 - (S_{11,éch} + S_{21,éch})\Gamma} \quad (2.12)$$

$$z_r = \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}\right) \quad (2.13)$$

L'équation (2.11) donne deux solutions. Le choix de la solution doit respecter le critère $|\Gamma| \leq 1$. La perméabilité μ_r et permittivité ε_r sont accessibles à partir de T et Γ en utilisant les équations (1.32) et (1.33) :

$$\mu_r = j \frac{c}{2\pi f e} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}\right) \ln(1/T) \quad (2.14)$$

$$\varepsilon_r = j \frac{c}{2\pi f e} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}\right) \ln(1/T) \quad (2.15)$$

Le coefficient de transmission T étant un terme complexe, les équations (2.14)-(2.15) deviennent :

$$\mu_r = j \frac{c}{2\pi f e} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}\right) [-\ln(T) - j(\theta(T) + 2\pi n)] \quad (2.16)$$

$$\varepsilon_r = j \frac{c}{2\pi f e} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}\right) [-\ln(T) - j(\theta(T) + 2\pi n)] \quad (2.17)$$

Il est clair, de par ces deux équations, que les valeurs de permittivité et perméabilité relatives offrent une multitude de solution via le terme $2\pi n$. Afin de lever l'indétermination dans ces résultats, il faut trouver le nombre n associé à chaque point de fréquence de la mesure. Ceci peut être fait en appliquant la méthode du temps de groupe [16]. Dans le cas d'une mesure dans une ligne coaxiale, ceci peut être fait simplement en déroulant la phase $\theta(T)$. Effectivement, la possibilité qu'offre une mesure en ligne coaxiale d'avoir accès à l'état de la phase en basse fréquence permet d'accéder à la plage de fréquence où $n = 0$. A partir de cet état initial, il suffit de rajouter 2π à chaque saut de phase pour avoir un terme $\theta(T)$ linéaire (figure 2.8). On peut observer les résultats de la permittivité relative par les équations (2.15) et (2.17) avec et sans dérouler la phase $\theta(T)$ sur la figure 2.9.

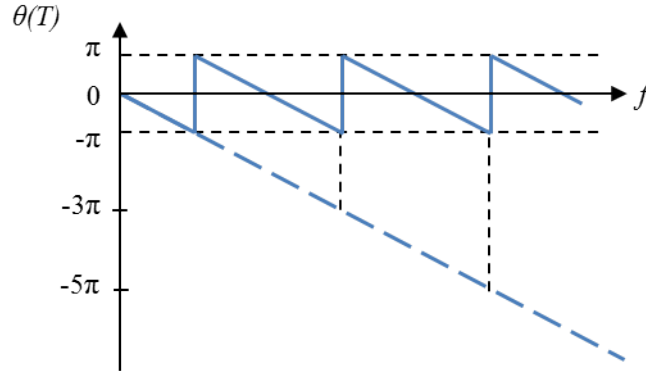


FIGURE 2.8 – Phase non déroulée en ligne bleu de la phase du coefficient de transmission T . Déroulement de la phase en tirets bleus.

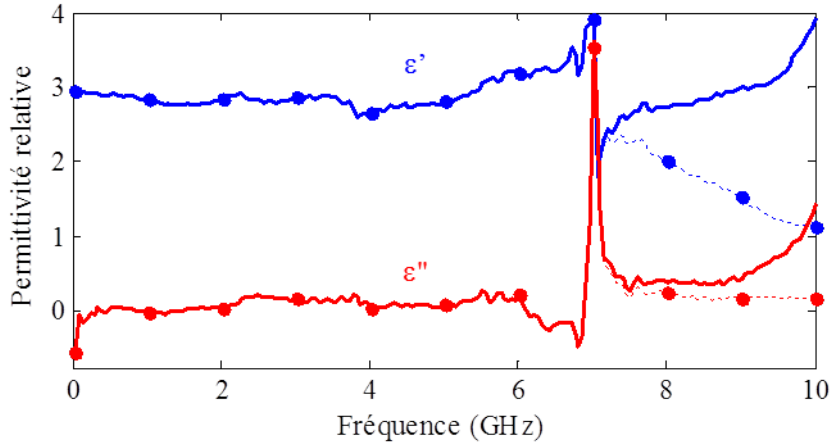


FIGURE 2.9 – Permittivité relative du matériau étalon $e = 12$ mm calculée avec l'algorithme NR avec (lignes continues épaisses) et sans (lignes discontinues avec disques) dérouler la phase $\theta(T)$.

2.3.3 3^{ème} étape : méthode non linéaire des moindres carrés

Les valeurs de la permittivité et de la perméabilité relatives calculées par les équations (2.16)-(2.17) présentent des instabilités et/ou des ondulations autour d'une valeur moyenne (figure 2.9). Ces instabilités apparaissent généralement autour des fréquences de résonance de la cavité Fabry-Perot formée par le matériau. Ces fréquences de résonance sont données par l'équation :

$$f_n = n \frac{c}{2e\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}} \quad (2.18)$$

avec n entier naturel, $\lambda_m = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}$ la longueur d'onde dans le matériau et e l'épaisseur du matériau.

Afin de corriger ces instabilités et ces ondulations, un algorithme de linéarisation peut être appliqué. L'algorithme que nous utilisons a été proposé par Baker-Jarvis *et al.*. Cet algorithme est basé sur l'optimisation des valeurs de permittivité et de perméabilité complexes sur toute la bande de fréquence.

Soit la transformée de Laplace de la permittivité en fonction de la variable du temps t :

$$\varepsilon(\vec{r}, s) = \int_0^\infty \varepsilon(\vec{r}, t) \exp(-st) dt \quad (2.19)$$

avec $s = j(2\pi f)$ la variable de Laplace.

Afin que cette équation satisfasse au critère de Kramers-Kroning [63] de causalité et de stabilité (annexe A), la permittivité relative doit être décomposable en pôles et en zéros possédant une partie réelle négative d'une part, et les pôles doivent être complexes conjugués d'autre part [19].

Les équations (2.20)-(2.21) représentent la décomposition que nous avons utilisé dans cette thèse pour le cas de matériaux solides. Il est toujours possible d'étendre cette méthode à des liquides et d'autres types de matériaux en utilisant des décomposition plus complètes [64].

$$\mu_r(f) = A_0 + \sum_k \frac{A_k}{j(2\pi f) - B_k} \quad (2.20)$$

$$\varepsilon_r(f) = C_0 + \sum_k \frac{C_k}{j(2\pi f) - D_k} \quad (2.21)$$

A_0 et C_0 sont des constantes dont les valeurs sont choisies au début de la bande de fréquence des résultats données par les équation (2.16)-(2.17). Les zéros (A_k, C_k) et les pôles (B_k, D_k) sont optimisés de telle sorte que la matrice S calculées (notée P) à partir de $\mu_r(f)$ et $\varepsilon(f)$ soit la plus proche possible de la matrice S mesurée (equation (2.22)).

$$\min \left\| \sum_{ij} (S_{ij,éch} - P_{ij,éch}) \right\| \quad (2.22)$$

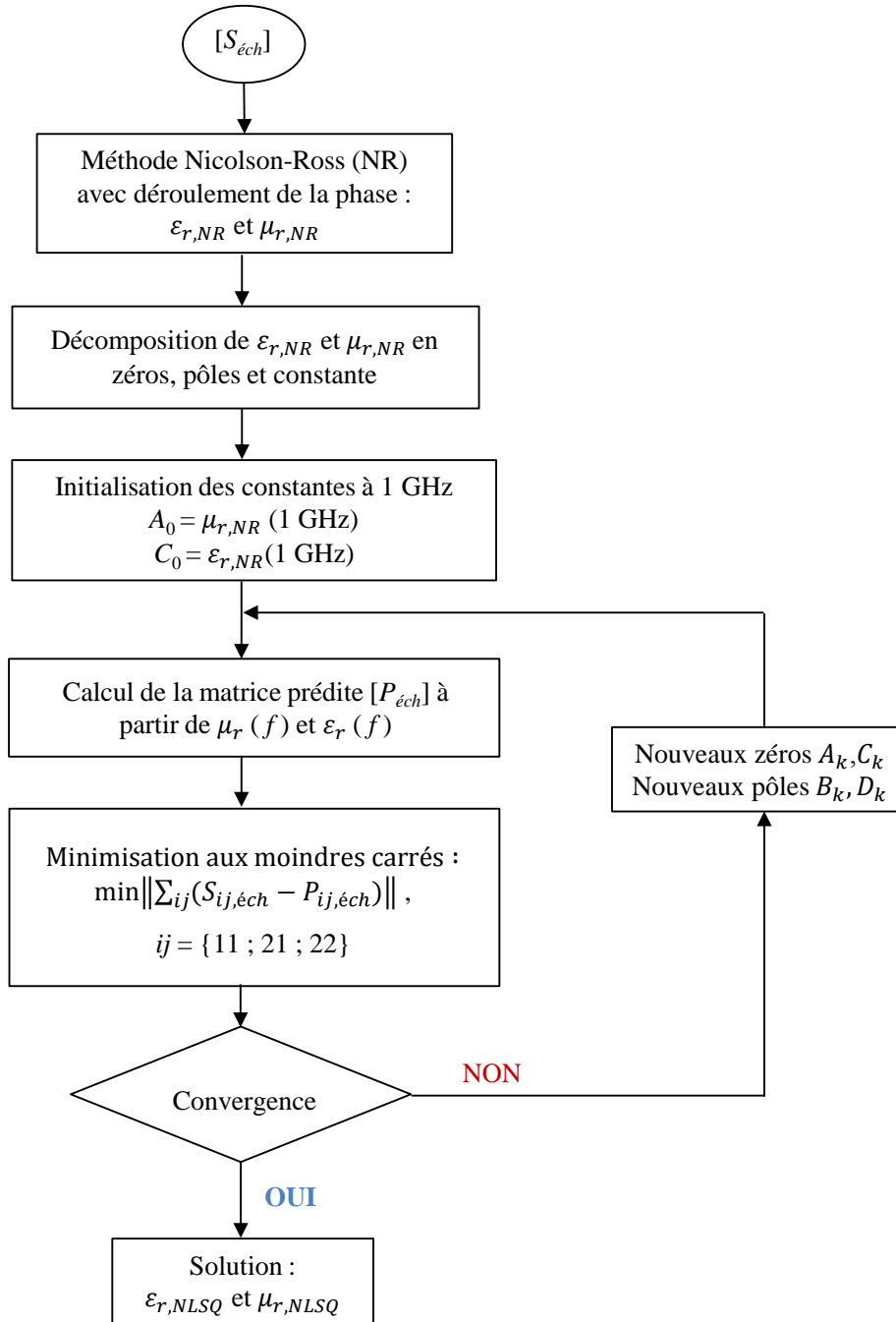
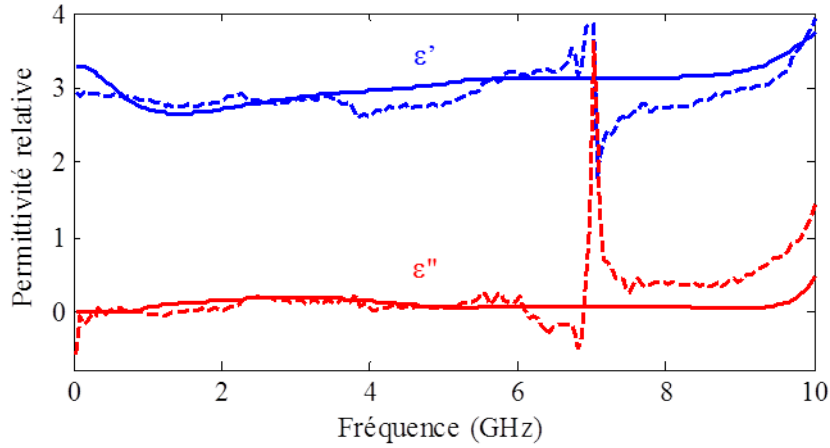
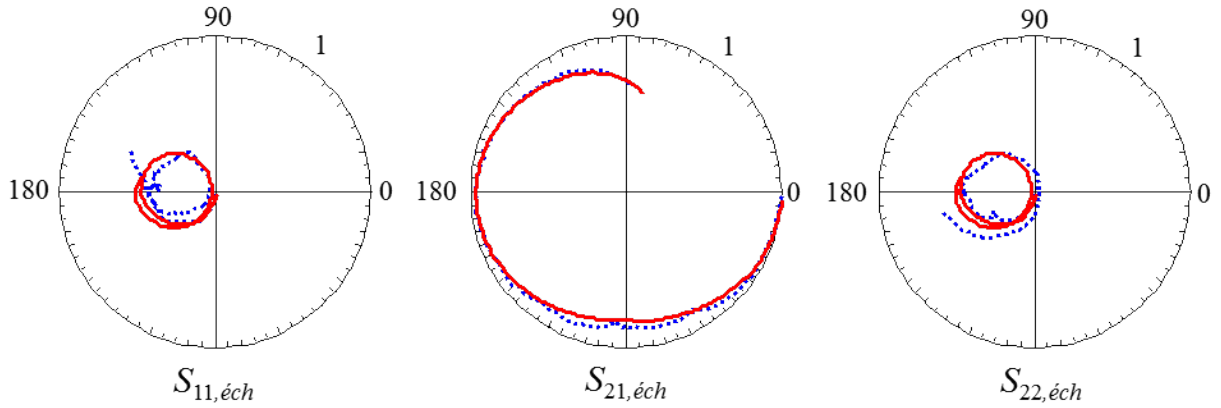


FIGURE 2.10 – Diagramme de l'algorithme non linéaire des moindres carrés

La méthode itérative complète utilisée est illustrée figure 2.10. Les résultats de cet algorithme, noté « NLSQ », sur notre matériau étalon sont représentés figure 2.11. Notre algorithme linéarise les résultats de permittivité obtenus avec l'équation (2.17). Les résultats après le premier saut à 7 GHz sont correctement linéarisés autour de la valeur moyenne.



(a) Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR en déroulant la phase $\theta(T)$ (lignes discontinues) et avec l'algorithme NLSQ (lignes continues).



(b) Paramètres S de l'échantillon mesurés (lignes bleues en pointillés) et calculés avec les résultats $\varepsilon_{r,NLSQ}$ (lignes continues rouges).

FIGURE 2.11 – Résultats de l'algorithme de linéarisation du matériau étalon d'épaisseur $e = 12$ mm

Dans tout ce manuscrit, les résultats obtenus avec la méthode Nicolson-Ross et déroulement de la phase sont notés « NR » et ceux avec la méthode des moindres carrés sont notés « NLSQ » pour *Non-linear Least Square Method*.

2.4 Mesure de permittivité avec la cellule 13 mm conique

Nous validons notre moyen de caractérisation en déterminant la permittivité de matériaux solide, granulaire, liquide et souple. Dans la mesure du possible, nous comparons nos résultats à ceux obtenus avec d'autres méthodes. Dans le cas où cette confrontation de méthode nous est impossible, nous nous référons à des valeurs trouvées dans la littérature.

2.4.1 Matériau solide : polyéthylène haute densité

Le matériau étudié est du PolyÉthylène Haute Densité (PEHD). L'échantillon est usiné en une rondelle (respectant les diamètres a et b du Porte Échantillon) d'épaisseur $e = 6$ mm. Les permittivités relatives réelle et imaginaire obtenues sont représentées figure 2.12.

Ces résultats sont comparés à ceux obtenus grâce à une ligne coaxiale 7 mm (cercles bleus). Les résultats obtenus par les deux méthodes sont en bon accord, écart maximum de 5 % entre les deux méthodes, et conforme à la permittivité nominale du PEHD. On peut donc conclure que la cellule conique 13 mm donne des résultats satisfaisants pour des matériaux solides.

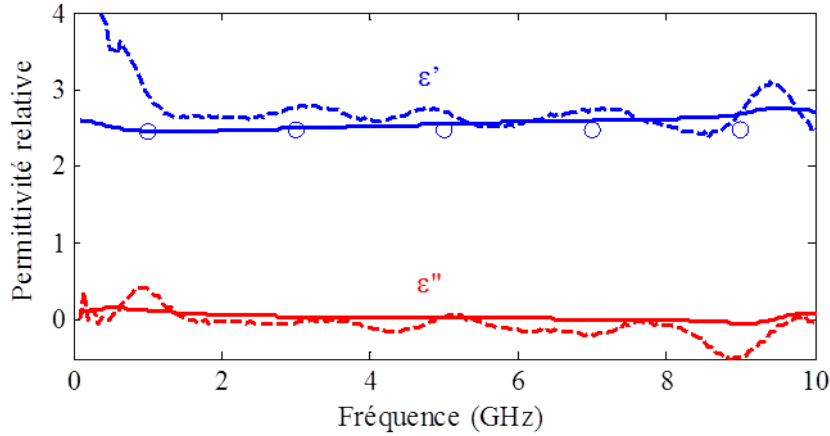


FIGURE 2.12 – Permittivité relative pour un échantillon de PEHD dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 6$ mm calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues). Comparaison avec ε' mesurée dans une ligne coaxiale droite 7 mm (cercles bleus).

Afin de confirmer nos résultats, nous avons recalculé les paramètres S à partir des résultats de permittivité obtenus. Ces nouveaux paramètres S sont identiques aux paramètres S mesurés aux incertitudes de mesures près (figure 2.13).

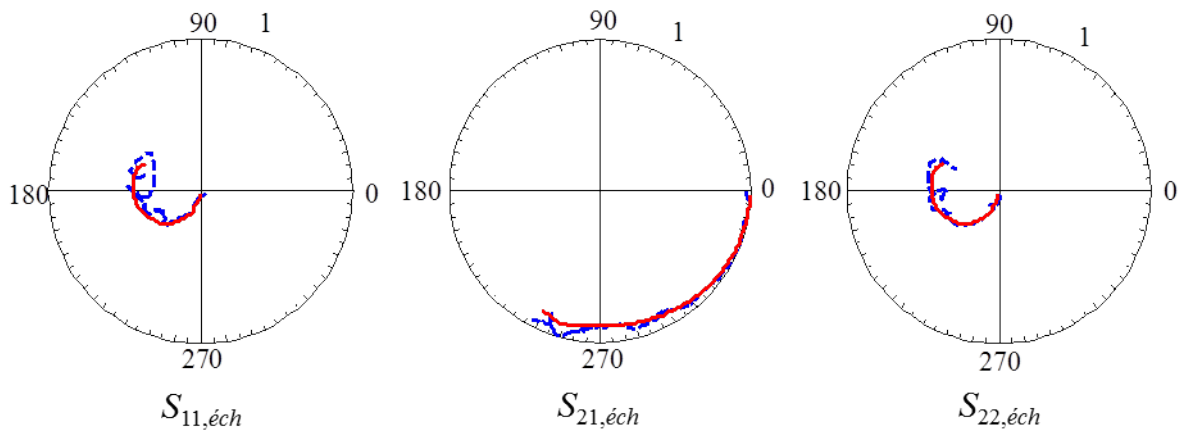


FIGURE 2.13 – Paramètres S de l'échantillon mesurés (lignes discontinues bleues) et calculés avec les résultats $\varepsilon_{r,NLSQ}$ (lignes continues rouges) pour un échantillon de PEHD dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 6$ mm.

2.4.2 Matériau granulaire : sable

Le matériau étudié est du sable provenant de la dune du Pilat (Gironde, France) [34]. Le sable est tamisé afin d'obtenir un échantillon de granulométrie comprise entre 200 et 300 μm . Le volume utile du Porte Échantillon d'épaisseur $e = 6$ mm est rempli totalement par le sable pour limiter au maximum les gaps d'air.

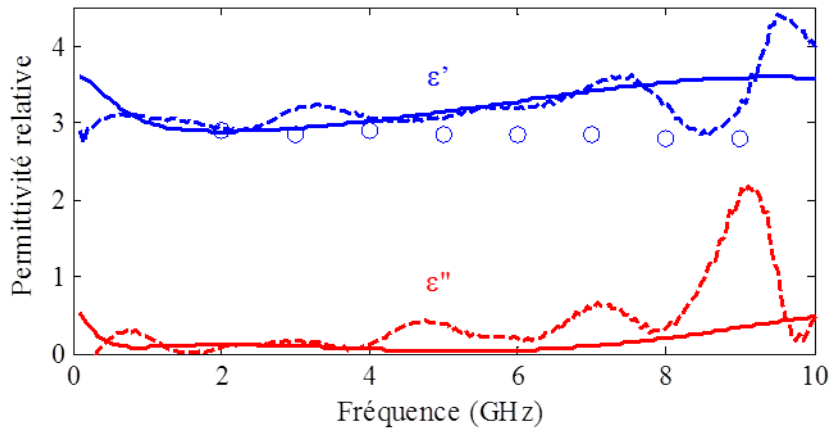


FIGURE 2.14 – Permittivité relative du sable dans un Porte Échantillon $e = 6$ mm de densité 1703 kg/m³. Résultats avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues). Comparaison avec ϵ' calculé par diffraction d'une sphère de sable de densité 1670 kg/m³ (cercles bleus).

Les résultats de permittivité (figure figure 2.14) sont comparés à ceux obtenus par inversion de mesures de champs diffractés par une sphère de PMMA (polyméthacrylate de méthyle, i.e. Plexiglas) remplie de ce même sable. Ces valeurs de permittivité ont été obtenues en minimisant un critère de comparaison entre les mesures et les résultats de simulation d'un modèle analytique de Mie [65]. Nous ne développerons pas dans ce manuscrit les différentes étapes de ces calculs d'inversion. Ces résultats ont été fournis par Jean-Michel Geffrin et Christelle Eyraud de l'Institut Fresnel [66].

Les valeurs de permittivité mesurées par les deux méthodes sont en bon accord. L'écart présent entre ces deux méthodes provient essentiellement du conditionnement du sable dans les deux Porte Échantillons. Effectivement, la densité du sable dans la sphère de PMMA est légèrement moins importante que dans notre Porte Échantillon.

2.4.3 Matériau liquide : éthanol

Le matériau caractérisé est de l'éthanol. Le Porte Échantillon d'épaisseur $e = 12$ mm est rempli de liquide grâce à deux micro-tubes reliés à une pompe péristaltique (figure 2.15). Le volume net du Porte Échantillon est 1,3 cm³. La méthode de linéarisation n'est pas appliquée puisqu'elle n'est pas adaptée aux matériaux liquides.

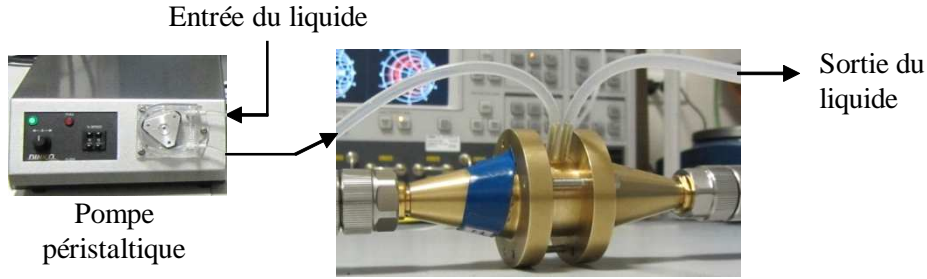


FIGURE 2.15 – Remplissage du Porte Échantillon avec pompe péristaltique

Nous comparons nos résultats (figure 2.16) à des résultats de la littérature [29]. Les valeurs de permittivité calculées avec le modèle issu de [29] et avec notre méthode sont en bon accord malgré de légères différences (écart maximum à 100 MHz de 16,5 %).

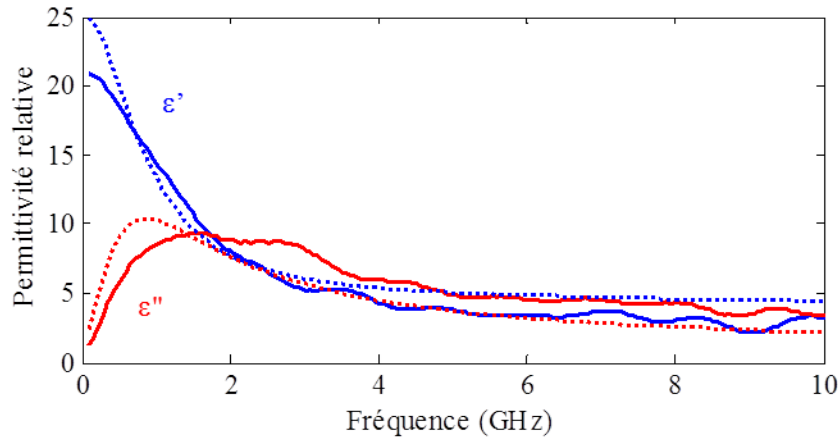


FIGURE 2.16 – Permittivité relative de l'éthanol dans un Porte Échantillon pour liquide $e = 12$ mm. Résultats avec l'algorithme NR (lignes continues). Comparaison avec ε' d'une fonction de relaxation de l'éthanol (lignes en pointillées).

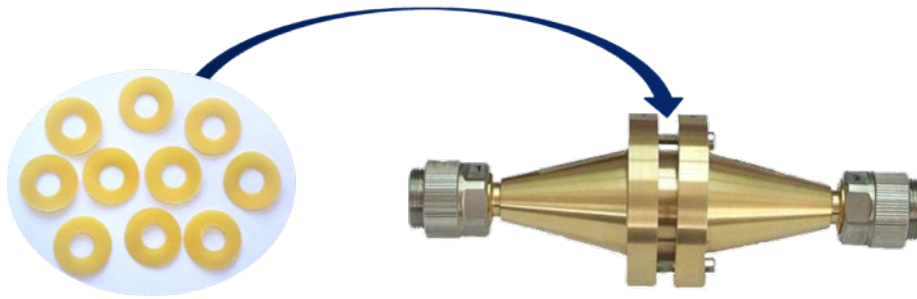
2.4.4 Matériau souple : polyamide avec une face enduite de polyuréthane

L'objectif principal de l'étude est de caractériser les matériaux souples utilisés lors de la conception des antennes dans la deuxième partie de ce manuscrit. Cette technique utilise la cellule munie d'un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm. Le volume utile est rempli par empilage de plusieurs rondelles de substrat fin et souple (figure 2.17). La validation de cette technique n'est pas réalisée à partir de données issues de la littérature ou d'autres techniques mais à partir de résultats obtenus avec une antenne test constituée sur substrat souple.

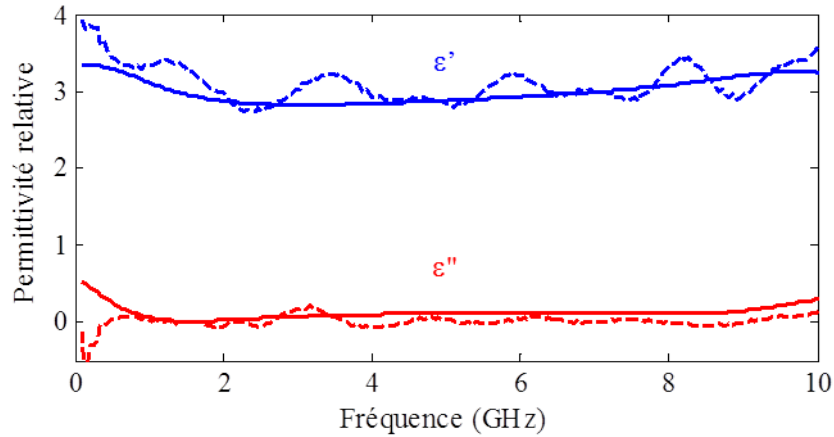


FIGURE 2.17 – Conditionnement des échantillons de substrat souple entre les deux parois du Porte Échantillon

Le matériau souple caractérisé d'épaisseur 0,27 mm est du polyamide avec une face enduite de polyuréthane. Nous empilons 10 rondelles pour remplir l'espace entre les deux cloisons de confinement (figure 2.18a). Il est important de remarquer que malgré tout le soin porté à la découpe des rondelles, il subsiste l'équivalent d'une lame d'air résiduelle qui pourra avoir une influence sur le résultat final de la permittivité.



(a) Dix rondelles d'épaisseur 0,27 mm insérées dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm



(b) Permittivité relative du substrat. Résultats avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues).

FIGURE 2.18 – Permittivité relative du substrat test en polyamide enduit.

Les résultats de permittivité relative avec les deux méthodes NR et NLSQ sont présentés figure 2.18b. La valeur moyenne de permittivité relative obtenue est autour de 3 pour ce substrat de polyamide. Elle est en accord avec ceux que l'on peut trouver dans la littérature suivant les différents types de polyamide [67].

Nous avons recalculé les paramètres S à partir des résultats de permittivité $\varepsilon_{r,NLSQ}$ du substrat souple. Ces nouveaux paramètres S sont similaires aux paramètres S mesurés aux incertitudes de mesures près (figure 2.19).

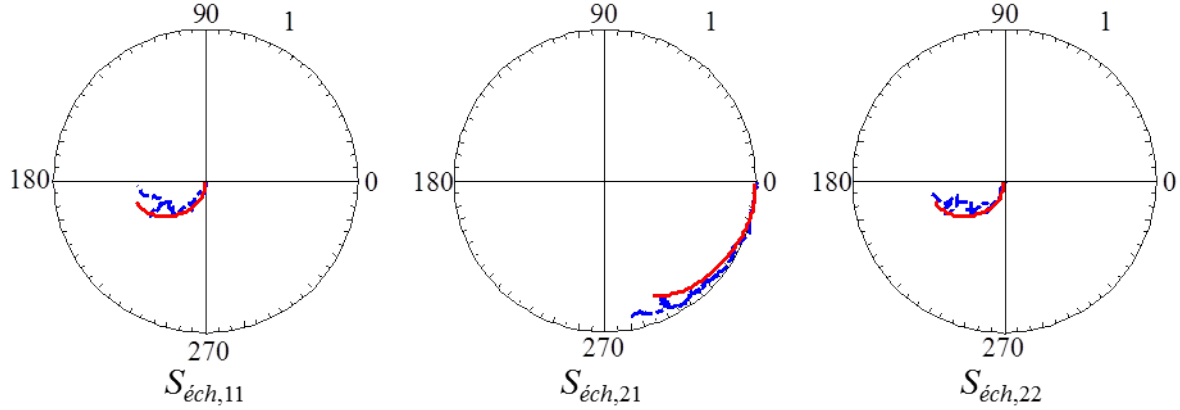
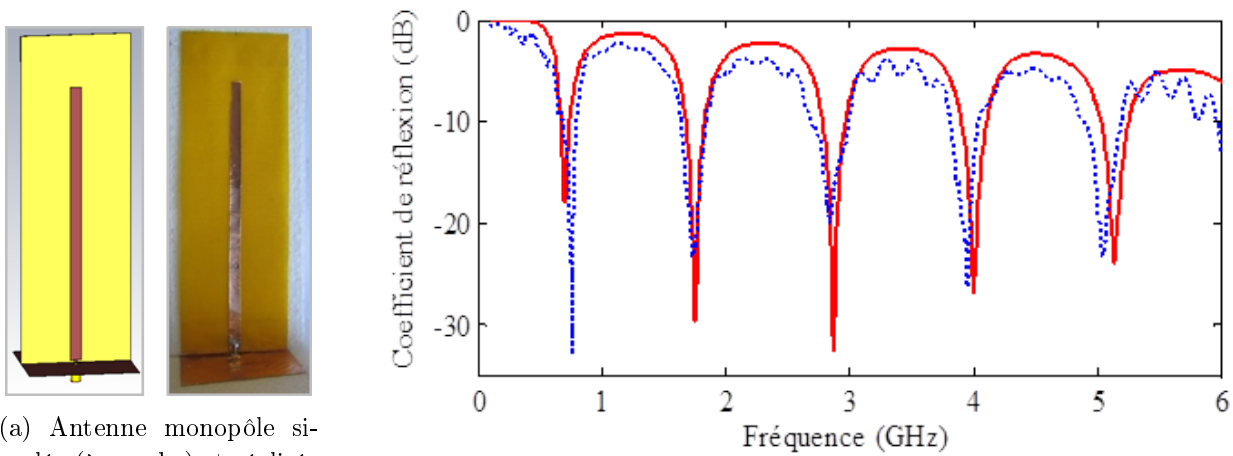


FIGURE 2.19 – Paramètres S de l'échantillon mesurés (lignes discontinues bleues) et calculés avec les résultats $\varepsilon_{r,NLSQ}$ (lignes continues rouges) pour dix rondelles de polyamide enduit dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm

Ne connaissant pas le polymère exact qui a permis la fabrication du substrat souple que nous utilisons, il est hasardeux de baser notre validation simplement sur une comparaison avec des valeurs de la littérature. Pour procéder à une validation plus rigoureuse, nous préférons concevoir une antenne test sur le substrat souple étudié. Cette antenne est un monopôle qui est dans un premier temps simulée (figure 2.20a) en prenant en compte les valeurs de permittivité relative obtenues expérimentalement en appliquant la méthode NLSQ. Cette même antenne est réalisée et mesurée en terme d'adaptation dans un second temps. Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont représentés figure 2.20b entre 100 MHz et 6 GHz. Le décalage maximum entre les fréquences de résonance simulées et mesurées étant faible (maximum 7 %), nous pouvons donc valider les résultats de permittivité sur substrats souples.



(a) Antenne monopôle simulée (à gauche) et réalisée (à droite)

(b) Coefficient de réflexion de l'antenne monopôle en simulation (ligne rouge continue) et en mesure (ligne bleue en pointillée)

FIGURE 2.20 – Validation de la permittivité du substrat souple avec une antenne monopôle

Les résultats de permittivité relative des autres matériaux souples utilisés dans cette thèse se trouvent en annexe B.

2.5 Conclusion

Dans notre étude du système rayonnant du projet BELOCOPA, il était nécessaire de caractériser le plus précisément possible l'ensemble des matériaux entrant dans la constitution du système antenne/radôme. Il s'avère que ces matériaux sont fins. Nous avons donc été confronté à la nécessité de développer et de valider un moyen technologique permettant d'obtenir des résultats satisfaisants sur les valeurs des permittivités de nos matériaux.

Le système de caractérisation électromagnétique mis en place, utilise une cellule de mesure coaxiale associée à des outils de dépouillement et de linéarisation. Le confinement des échantillons de nos matériaux fins et souples étant optimisé, ce moyen de mesures permet de déterminer rapidement les propriétés électromagnétiques matériaux. L'optimisation par la méthode des moindres carrés des résultats de mesures nous permet de fournir un résultat facilement utilisable dans nos outils de simulation électromagnétique.

Plus précisément, le matériau à caractériser est inséré dans un Porte Échantillon, lui-même positionné au centre de la cellule coaxiale. Après avoir caractérisé les dimensions électriques de la cellule, une étape de *de-embedding* permet d'accéder à partir de la mesure de la cellule complète $[S_{cellule}]$, aux données de l'échantillon seul $[S_{éch}]$. Nous appliquons enfin une méthode classique de Nicolson-Ross avec un déroulement de la phase pour obtenir un premier résultat de permittivité $\varepsilon_{r,NR}$. A ce résultat, on applique ensuite un algorithme de linéarisation pour les matériaux isotropes et homogène basé sur la méthode non linéaire des moindres carrés. Nous utilisons alors ces derniers résultats $\varepsilon_{r,NLSQ}$ dans la suite de nos études (substrat souples pour les antennes BELOCOPA).

A ce stade, nous avons donc validé cette méthode pour nos matériaux fins et souples. Cependant, de par la constitution du Porte Échantillon, c'est un moyen de mesures applicable à l'étude d'autres matériaux comme des solides, des semi-solides (matériaux granulaires, pulvérulents, gels, ...) et liquides. D'ailleurs, du fait de sa versatilité en termes d'applications à tous les types de matériaux, ce système est utilisé par d'autres laboratoires ou entreprises, à savoir le CEA (Commissariat à l'Énergie Atomique et aux énergies alternatives) de Saclay pour la caractérisation de matériaux sous forme de gels, le CETIAT (Centre Technique des Industries Aéronautiques et Thermiques) de Villeurbanne pour la caractérisation de matériaux solides et humides. C'est aussi un système utilisé depuis plusieurs années pour vérifier l'impact du vieillissement sur des ciments et/ou des bétons. Ainsi, les domaines d'application de ce système de Porte Échantillon indépendant de la cellule sont nombreux. Nous citerons deux domaines pour lesquels ce système est particulièrement bien adapté : le domaine biomédical où la connaissance des caractéristiques électromagnétiques des milieux biologiques est importante (il est possible de rendre stérile les Portes Échantillons), et le domaine de la RFID pour où est fondamental de connaître les matériaux dans lesquels on insère les antennes et les tags d'identification.

Concernant la précision de notre système de mesures, l'erreur observée sur nos résultats est de l'ordre de 10 %. Cependant, il n'est pas rare d'avoir des écarts seulement de l'ordre de 5 %. L'intérêt de notre cellule munie du système de Porte Échantillon, est que l'on peut interchanger plusieurs Portes Échantillons lors d'une même campagne de mesures d'une part, et n'avoir qu'un seul outil de mesure

pour tous types de matériaux sous test d'autre part.

Enfin, les Porte-Échantillons peuvent être adaptés à diverses applications. Dans notre cas, les modifications apportées sont liées simplement au choix du matériau constituant les parois permettant le confinement des matériaux. Ces parois ont été fabriquées en Téflon. Dans ces conditions, nous avons donc pu caractériser l'ensemble de nos matériaux et injecter comme paramètres, les résultats obtenus dans les calculs de simulation des prototypes d'antennes du projet BELOCOPA. Nous allons dans la suite, présenter ces études de conception d'un nouveau système antennaire qui doit être implanté dans la balise de détresse BELOCOPA.

Deuxième partie

Conception d'un système antenne multi-bande sur substrat souple

Concept et moyens de mesure

Sommaire

3.1	Introduction	59
3.2	Moyens expérimentaux	60
3.2.1	Champ lointain	60
3.2.2	Champ proche	62
3.3	Association de trois antennes sur un plan de masse réduit	67
3.3.1	Antenne monopôle	68
3.3.2	Antenne monopôle chargée et repliée	69
3.3.3	Antenne patch	69
3.3.4	Coefficient de réflexion	70
3.3.5	Diagramme de rayonnement	71
3.4	Conclusion	72

3.1 Introduction

Dans le cadre du projet BELOCOPA, le système rayonnant radio-fréquence doit répondre à un cahier des charges spécifique :

- un plan de fréquence bien défini ($f_{IAE} = 121,5$ MHz, $f_{SAR} = 406$ MHz, $f_{UHF} = 868$ MHz et $f_{GPS} = 1575,42$ MHz),
- des contraintes dimensionnelles,
- l'intégration du système antenne(s)/radôme dans un espace réduit en conditionnement plié,
- des contraintes mécaniques liées à la cinématique de déploiement rapide du système antennaire.

Afin de répondre aux contraintes mécaniques de pliage et de déploiement rapide, la solution d'antennes réalisées sur substrat souple est la mieux adaptée. Dans la conception et la réalisation de ce type d'antenne souple, deux problèmes se présentent : la caractérisation électromagnétique des matériaux (déjà analysée dans la première partie), et la fabrication des motifs métalliques.

Le choix du substrat est dicté par les contraintes de conception d'un radôme-flotteur, à savoir des polyamides enduits une ou deux faces par un film de polyuréthane. Pour réaliser les éléments rayonnants sur ce type de substrat, différentes solutions technologiques peuvent être utilisées : broderie ou couture du motif de l'antenne avec du fil conducteur (*AmberStrand fiber*, *Liberator conductive fiber*) [68–70], fixation de papier métallisé (ruban adhésif métallique, tissu métallisé *Shieldit Super*) [71–73], ou éventuellement impression à jet d'encre conductrice [74]. Dans notre cas, nous avons choisi de réaliser les parties métalliques avec du ruban métallique adhésif dans un premier temps, puis du fil métallique y a été associé.

Avec ses différents moyens technologiques, presque tous les motifs d'antennes sont possibles, allant de la ligne [75] au motif fractal [76], en passant par des motifs à méandre [77].

Le plan de fréquences pour le projet BELOCOPA est constituée de quatre fréquences distinctes : les deux premières ($f_{IAE} = 121,5$ MHz et $f_{SAR} = 406$ MHz) correspondent aux fréquences sécuritaires de détresse, la troisième ($f_{UHF} = 868$ MHz) correspond à la fréquence de télécommunication entre la balise et les patrouilleurs maritimes, et la dernière correspond à la géolocalisation par GPS ($f_{GPS} = 1575,42$ MHz). La mission qui nous a été confiée est de réaliser le système antenne pour les trois fréquences f_{IAE} , f_{SAR} et f_{UHF} . Ce système doit présenter un rayonnement dipolaire pour les trois fréquences précédentes.

Dans toute cette deuxième partie de thèse, la conception et le fonctionnement d'antennes sur substrats souples sont présentés à partir des résultats obtenus en simulation et en mesure. L'application finale au projet BELOCOPA sera présentée à la fin de cette partie. La démarche que nous avons suivi pour concevoir cette antenne est la suivante :

1. association de trois antennes discrètes sur un plan de masse,
2. association d'une antenne monopôle avec des éléments parasites sur substrat souple pour réaliser une antenne bi-bande,
3. réduction de la taille de l'antenne bi-bande en utilisant des méandres sur substrat souple,
4. réalisation d'une antenne tri-bande sur substrat souple,
5. application au projet BELOCOPA, réalisation de l'antenne finale.

Dans ce chapitre, nous présentons les moyens expérimentaux que nous avons utilisés pour caractériser et valider nos antennes. Ensuite, nous présentons une étude sur un système à trois antennes discrètes.

3.2 Moyens expérimentaux

Les différentes antennes réalisées ont toutes été étudiées en champ lointain et en champ proche. Pour réaliser ces études, nous avons eu recours à deux dispositifs expérimentaux différents. Les résultats issus de ces deux systèmes de mesures ont été systématiquement comparés aux résultats de simulation obtenus avec Computer Simulation Technology MicroWave Studio (CST MWS).

3.2.1 Champ lointain

Les diagrammes de rayonnement sont mesurés en chambre anéchoïque (CCRM : Centre Commun de Ressources en Microondes) de dimensions $14,5 \times 6,5 \times 6,5$ m³. Cette chambre est équipée d'une arche sphérique et d'un plateau tournant. Ces deux équipements remarquables nous permettent d'avoir deux configurations de mesure différentes.

Arche sphérique

La première configuration utilise une arche circulaire (figure 3.1). L'antenne sous test est positionnée sur un mât métallique rotatif. L'antenne réceptrice (antenne cornet nervurée large bande ARA DRG 118 fonctionnant entre 800 MHz et 18 GHz) se déplace le long d'une demie-arche entre $\theta_1 = 156^\circ$ et $\theta_2 = -10^\circ$ (figure 3.1a). Le diagramme de rayonnement de l'antenne se fait en faisant deux acquisitions entre θ_1 et θ_2 pour $\varphi_0 = 0^\circ$ et entre θ_1 et θ_2 pour $\varphi_0 = 180^\circ$.

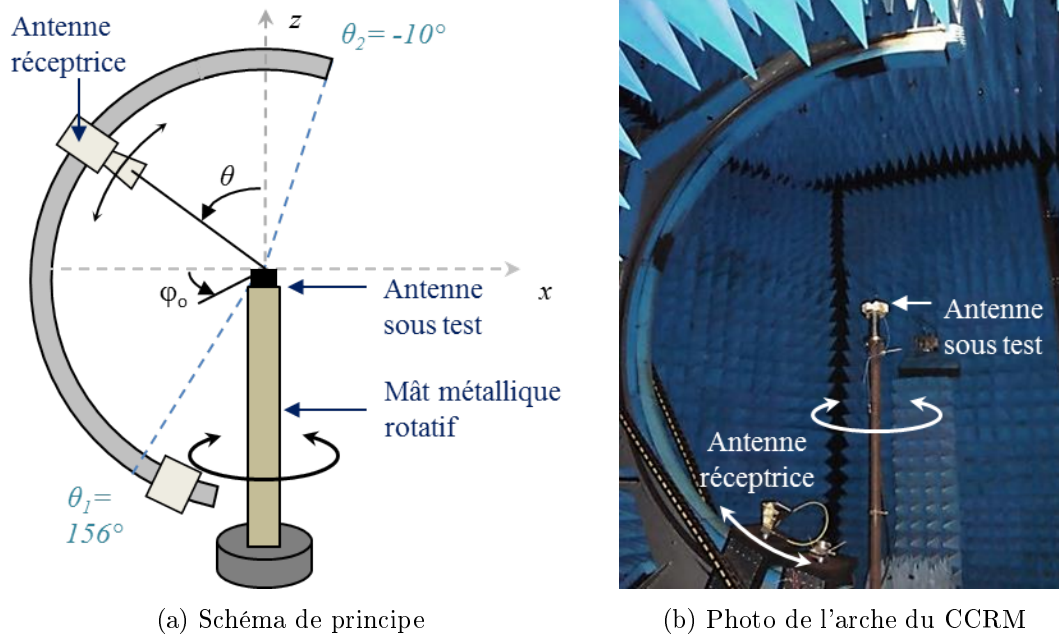


FIGURE 3.1 – Configuration en arche sphérique

Chambre entière

Dans cette configuration, nous utilisons la totalité de la chambre anéchoïque dans sa longueur (figure 3.2). Exceptée l'association de trois antennes discrètes, toutes les mesures de cette thèse sont faites dans cette configuration afin de respecter le critère de champ lointain¹ [78]. Les antennes sous test et réceptrices sont positionnées sur des mâts rotatifs distants l'un de l'autre de 10 m (figure 3.3a et 3.3c). Ces deux mâts sont réalisés en diélectrique afin de ne pas perturber les diagrammes de rayonnement. En fonction des plans de fréquences que nous voulons mesurer, on utilise deux types d'antennes réceptrices, une antenne réceptrice cornet nervuré à large bande ARA DRG 2020 fonctionnant dans la bande [200 - 2000] MHz (figure 3.3a), ou une antenne log-périodique HyperLog AARONIA 4025 que nous avons qualifiée entre 365 et 2500 MHz (figure 3.3b).

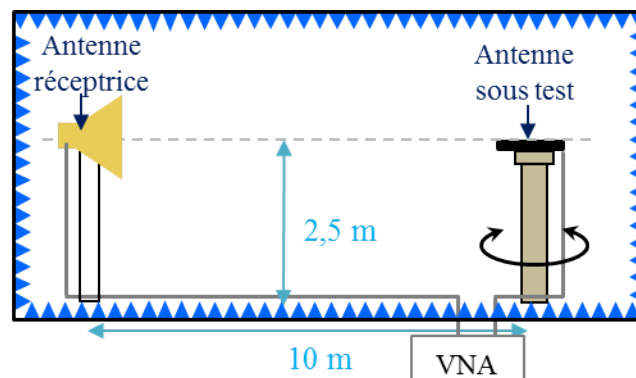


FIGURE 3.2 – Schéma de principe de la configuration en chambre entière

1. pour des raisons d'automatisation, les premières mesures ont été faites sur l'arche circulaire

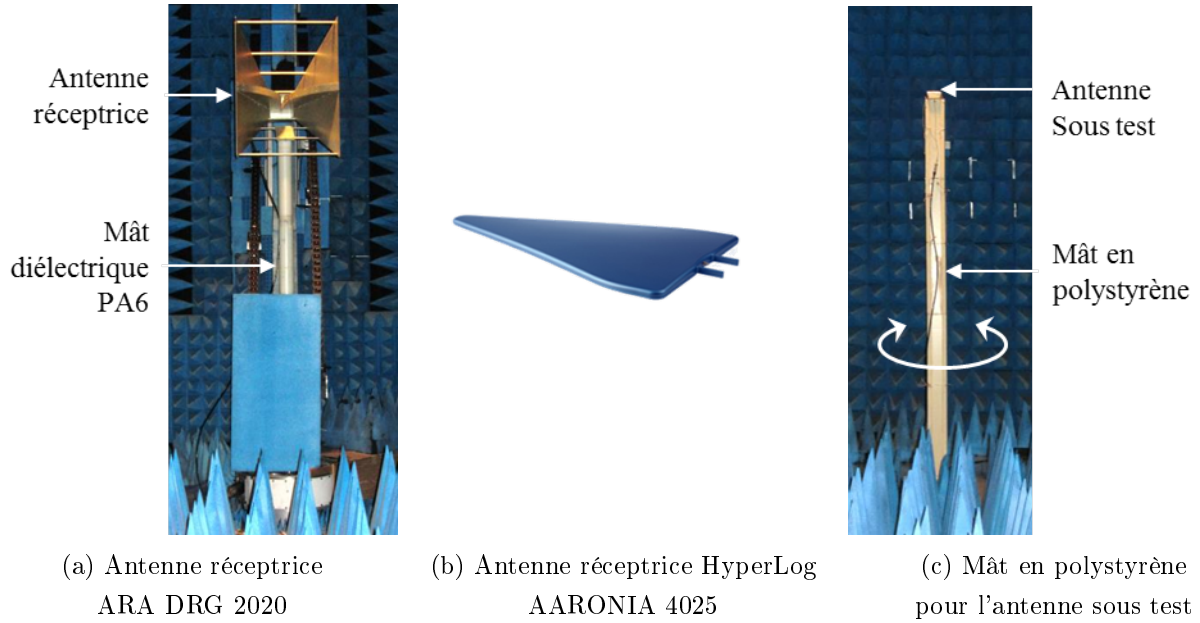
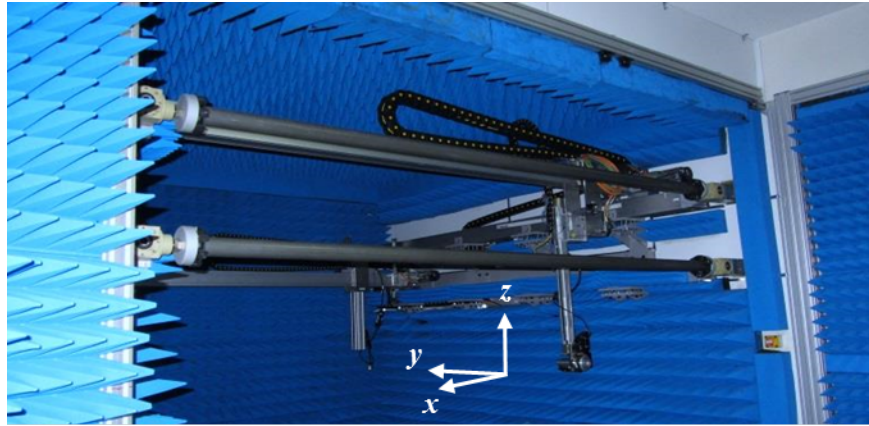


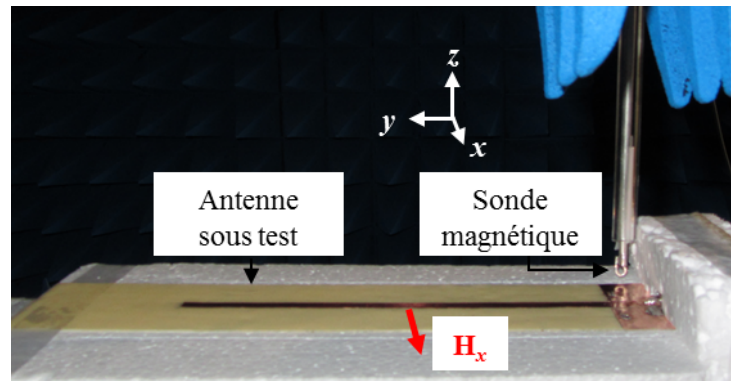
FIGURE 3.3 – Positionnement des antennes en chambre entière

3.2.2 Champ proche

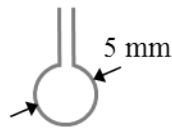
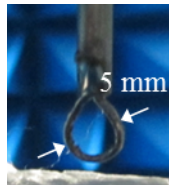
Pour étudier le comportement de nos antennes en champ proche, nous avons développé une procédure de mesure de champ magnétique (le choix du champ mesuré sera justifié plus loin). Les cartes de champ sont mesurées en scannant un plan au-dessus de nos antennes avec une sonde de champ magnétique (boucle de courant). Le maillage spatial de la sonde magnétique est assuré par un scanner plan à trois dimensions (figure 3.4a). La distance entre la sonde et l'antenne sous test est choisie la plus petite possible (de 2 à 9 mm) (figure 3.4b). Nous avons utilisé deux types de sonde magnétique : une boucle magnétique de diamètre 5 mm que nous avons réalisée (figure 3.4c), et une sonde magnétique Langer MFA 01 [1 MHz - 6 GHz] (figure 3.4d).



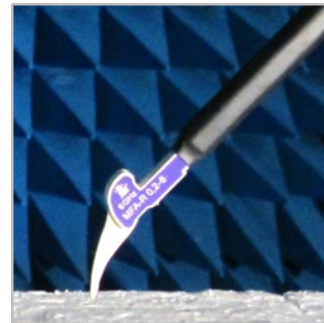
(a) Scanner plan de la chambre anéchoïque de l'Institut Fresnel



(b) Configuration de la mesure



(c) Boucle magnétique réalisée



(d) Sonde magnétique Langer MFA 01

FIGURE 3.4 – Configuration de la mesure en champ proche

Choix de la configuration champ proche

Le but de cette thèse étant de concevoir des antennes multi-bandes dipolaires, les mesures en champ lointain ne sont pas suffisantes. En effet, bien que les diagrammes de rayonnement nous donnent le résultat final, ils ne fournissent aucune information sur les mécanismes qui mènent à ce type de comportement. Pour avoir le plus de détails sur la manière dont sont issus nos diagrammes, nous avons mené des études en champ proche. Effectivement, l'évolution du courant le long des éléments qui constituent nos antennes donnent plus d'informations qui expliquent les différents mécanismes.

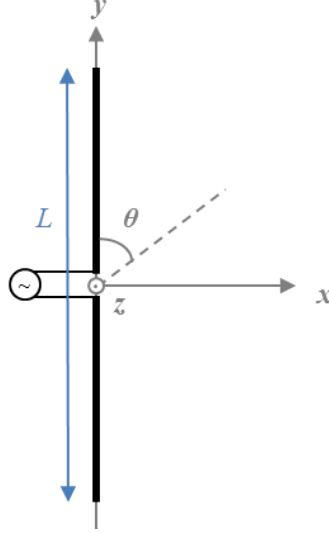


FIGURE 3.5 – Antenne dipôle

Considérons une antenne dipôle de longueur L alignée le long de l'axe y et centrée à l'origine de cet axe (figure 3.5). Le rayonnement de cette antenne dépend de la moyenne temporelle de la puissance rayonnée par unité d'angle solide [79] :

$$\frac{dP}{d\Omega} = \frac{z_0 I_0^2}{8\pi^2} \left| \frac{\cos\left(\frac{kL}{2}\cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin(\theta)} \right|^2 \quad (3.1)$$

avec k le nombre d'onde, $z_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ l'impédance du vide et I_0 l'amplitude maximale du courant pour $(kL) \geq \pi$. Cette équation montre bien que le comportement en champ lointain est complètement décrit par le comportement du courant sur les conducteurs (la réciproque est fausse).

Dans le cas d'une antenne dipôle, en négligeant l'atténuation du canal de transmission, et en supposant que l'épaisseur de l'antenne est petite devant la longueur d'onde, le courant qui parcourt un brin du dipôle est sinusoïdal dans l'espace et dans le temps, et symétrique sur les deux bras de l'antenne. Sa densité de courant \vec{J} s'écrit :

$$\vec{J} = I * \delta(x) \delta(z) \quad (3.2)$$

$$\vec{J} = I_0 * \sin\left(\frac{kL}{2} - k|y|\right) * \delta(x) \delta(z) \quad \text{pour } |y| < (L/2) \quad (3.3)$$

avec δ la fonction de Dirac. A partir de cette équation, les champs magnétique \vec{H} et électrique \vec{E} s'expriment en fonction du vecteur potentiel \vec{A} qui s'écrit lui-même en fonction de la densité de

courant :

$$\vec{H}(x) = \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A}(x) \quad (3.4)$$

$$\vec{E}(x) = \frac{jz_0}{k} \nabla \times \vec{H} = \frac{jz_0}{k} \nabla \times \left(\frac{1}{\mu_0} \nabla \times \vec{A}(x) \right) \quad (3.5)$$

$$\vec{A}(x) = \frac{\mu_0}{4\pi} \vec{J}(x') \frac{e^{jk|x-x'|}}{|x-x'|} d^3x' \quad (3.6)$$

$$\vec{A} = \hat{y} \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I_0 e^{jkr}}{r} \int_{-L/2}^{L/2} \sin\left(\frac{kL}{2} - k|y|\right) e^{-jky \cos(\theta)} dy \quad (3.7)$$

$$\vec{A} = \hat{y} \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{2I_0 e^{jkr}}{kr} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos(\theta)\right) - \cos\left(\frac{kL}{2}\right)}{\sin^2(\theta)} \right] \quad (3.8)$$

avec x et x' des points de l'espace étudiée, \hat{y} le vecteur unitaire selon l'axe y , et $r \equiv |x|$ en champ lointain ($|x - x'| \rightarrow |x|$).

Sachant que la densité de puissance rayonnée est sous la forme suivante :

$$\frac{dP}{d\Omega} = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ r^2 \mathbf{n} \cdot \vec{E} \times \vec{H}^* \right\} \quad (3.9)$$

en remplaçant \vec{E} et \vec{H} dans l'équation (3.9) par les expressions données en (3.4), (3.5), (3.8), on aboutit au diagramme de rayonnement décrit par l'équation (3.1). A partir de cet exemple simple, il est clair qu'il est plus simple de manipuler les courants pour concevoir des antennes.

Toutes nos antennes étant souples, la mesure directe du courant sur les éléments conducteurs est compliquée à réaliser d'un point de vue mécanique et alignement. Comme le champ magnétique \vec{H} est proportionnel à la distribution de courant \vec{J} (équations (3.4) et (3.6)), nous avons décidé de mesurer une des composantes du champ magnétique pour accéder à cette information relative de la distribution de courant dans la zone des sources.

Pour valider expérimentalement notre choix, nous calculons analytiquement le courant sur une antenne monopôle, et nous le comparons à la densité de courant \vec{J} et au champ magnétique \vec{H} simulés (figure 3.6). L'antenne utilisée est un monopôle de longueur $L = 1,2(\lambda_1/4) = 170$ mm (cette antenne est décrite plus en détails dans la partie 4.2).

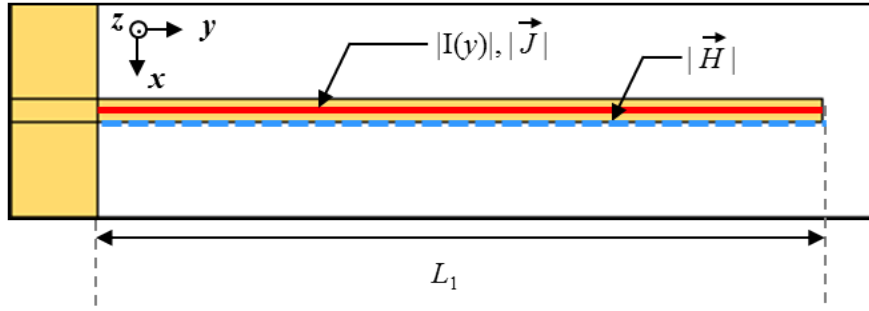
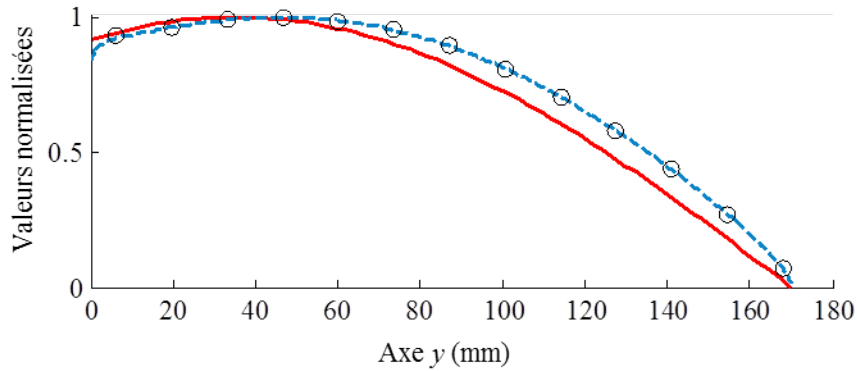
Grâce à la théorie des images [60], le courant le long d'une antenne monopôle de longueur L_1 (figure 3.6a) s'exprime avec l'équation d'une antenne dipôle de longueur $L_2 = 2L_1$ pour $y > 0$ [78] :

$$I(y) = I_0 * \sin \left[k \left(\frac{L_2}{2} - y \right) \right] \quad \text{pour } 0 \leq y \leq L_2/2 \quad (3.10)$$

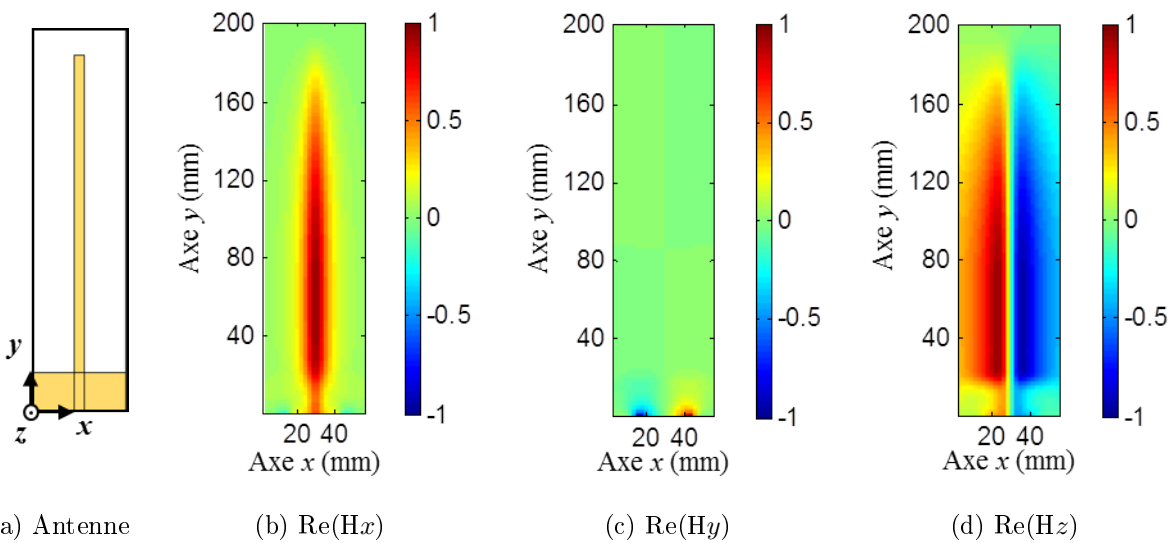
En remplaçant L_2 par L_1 ($L_2 = 2L_1$), on obtient :

$$I(y) = I_0 * \sin [k(L_1 - y)] \quad \text{pour } 0 \leq y \leq L_1 \quad (3.11)$$

avec I_0 l'amplitude maximum du courant le long de l'élément métallique. Le résultat de cette équation normalisé par rapport à I_0 est représenté sur la figure 3.6b en ligne rouge. Sur cette même figure, sont aussi représentées les valeurs absolues de la densité de courant \vec{J} et du champ magnétique \vec{H} simulés. Les trois courbes ont la même allure et donc justifient à elles seules notre choix de mesure du champ magnétique.

(a) Antenne monopôle simulée de longueur $L_1 = 1,2(\lambda_1/4)$ (b) Courbes du courant $I(y)$ (ligne continue rouge), de la densité de courant $|\vec{J}|$ (cercles noirs) et du champ magnétique $|\vec{H}|$ (ligne discontinue bleue) normalisés par rapport à leurs maximums respectifsFIGURE 3.6 – Courant, densité de courant $|\vec{J}|$, et champ magnétique $|\vec{H}|$ le long d'une antenne monopôle simulée

Afin d'obtenir expérimentalement la valeur de la norme du champ magnétique \vec{H} , il faut réaliser trois mesures H_x , H_y et H_z (figure 3.7). En réalité, un choix judicieux de la mesure d'une de ces trois composantes est suffisant pour décrire le comportement du courant le long du monopôle. La figure 3.7 représente les parties réelles des trois composantes du champ magnétique normalisé.



(a) Antenne

(b) $\text{Re}(H_x)$ (c) $\text{Re}(H_y)$ (d) $\text{Re}(H_z)$ FIGURE 3.7 – Carte de champ magnétique normalisées $\text{Re}(H_x)$, $\text{Re}(H_y)$ et $\text{Re}(H_z)$ en simulation 5 mm au dessus de l'antenne monopôle à f_1

Les cartes de champ (figure 3.7b-3.7d) montrent que la mesure de la composante H_x ou H_z suffit à décrire l'évolution du courant figure 3.6b. La position de la sonde magnétique étant plus délicate à positionner pour la mesure de H_z , nous avons choisi de mesurer que la composante H_x .

3.3 Association de trois antennes sur un plan de masse réduit

Un système radio-fréquence fonctionnant aux trois fréquences $f_{SAR} = 406$ MHz, $f_{UHF} = 868$ MHz et $f_{GPS} = 1575,42$ MHz est étudié pour le projet BELOCOPA :

- une antenne monopôle à 406 MHz,
- une antenne monopôle chargée et repliée à 868 MHz [2],
- une antenne patch carré à 1575 MHz.

Ces antennes sont étudiées sur un plan de masse réduit ($L_C = 7$ cm) individuellement (figure 3.8), puis toutes ensembles (figure 3.9).

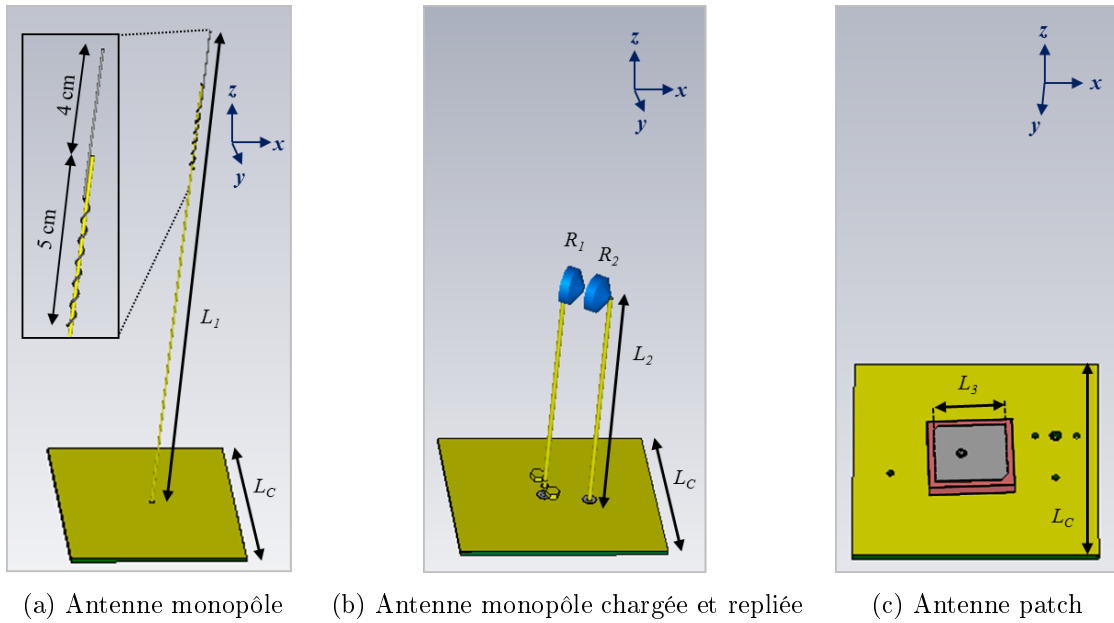


FIGURE 3.8 – Antennes simulées

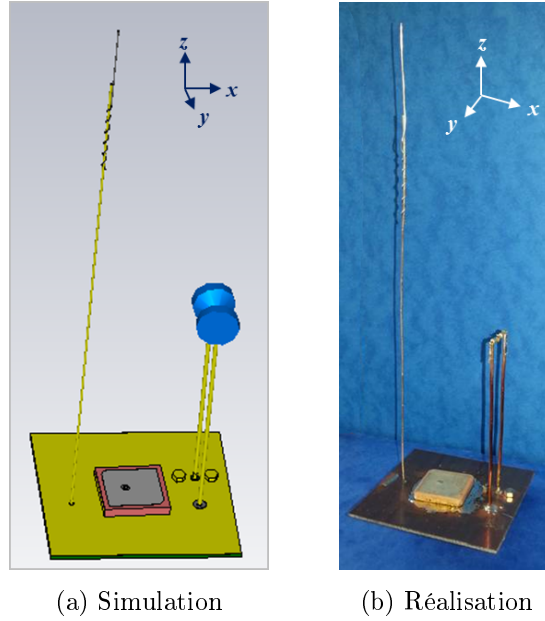


FIGURE 3.9 – Assemblage des antennes sur un plan de masse carré de côté 7 cm

3.3.1 Antenne monopôle

Une antenne monopôle est réalisée pour être adaptée à 50Ω à la fréquence 406 MHz (figure 3.8a). Grâce à la théorie des images, une antenne monopôle de diamètre $d \ll \lambda$ considérée comme fin sur un plan de masse de diamètre minimum $D_m = \lambda_0/2$ (figure 3.10b) est équivalente à une antenne dipôle [60]. L'antenne dipôle équivalente est constituée de deux cylindres de diamètre d dans le même axe, de longueur totale $L_d = \lambda_0/2$ (figure 3.10a). Elle est souvent alimentée par un câble coaxial. La fréquence de résonance de cette antenne est f_0 . Les impédances d'entrée des antennes monopôle et dipôle sont précisées en annexe C.

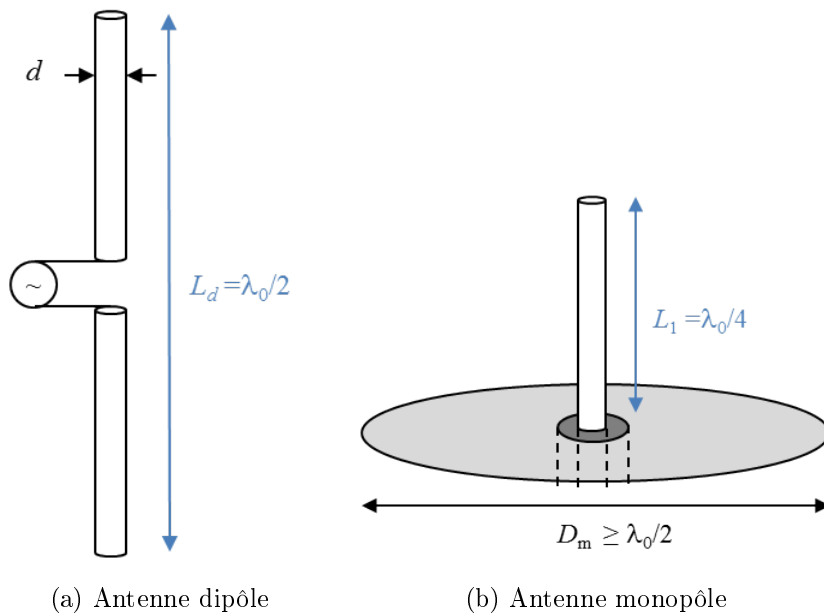


FIGURE 3.10 – Équivalence d'un dipôle avec un monopôle sur un plan de masse

L'antenne monopôle de la figure 3.8a est réalisée en utilisant l'âme centrale de diamètre $d = 0,91$ mm d'un câble coaxiale semi-rigide. La longueur théorique du monopôle pour fonctionner à 406 MHz est $\lambda_0/4 = 18,5$ cm. Les dimensions du plan de masse qui nous sont imposées pour cette application ($L_C \ll \lambda/2$) font que le monopôle que nous avons réalisé a une longueur totale de $L_1 = 22,5$ cm = $1,2(\lambda_0/4)$.

3.3.2 Antenne monopôle chargée et repliée

L'antenne monopôle chargée et repliée [80,81] s'inspire de l'antenne du « *sonobuoy* » [2]. Cette antenne fonctionne comme l'antenne monopôle (même condition sur le plan de masse, même mode rayonné), son intérêt est la modification de son impédance d'entrée en fonction des besoins. Son impédance d'entrée est calculée en annexe C.

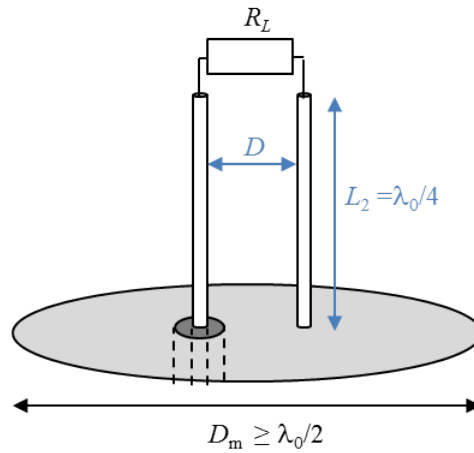


FIGURE 3.11 – Antenne monopôle chargée R_L et repliée

L'antenne que nous avons utilisée est de longueur $L_2 = (\lambda_0/4) = 8,6$ cm pour résonner à 868 MHz. L'espace entre les deux cylindres est de 1,6 cm. L'antenne est chargée avec une résistance $R_L = 300 \Omega$. L'un des brins est relié à un câble coaxial tandis que l'autre brin est connecté à la masse.

3.3.3 Antenne patch

L'antenne GPS est un patch carré sur un substrat en céramique d'épaisseur $h = 3,5$ mm de permittivité relative $\varepsilon_r = 20,3$ (figure 3.12). Les dimensions du patch sont calculées à partir [82] :

$$L_3 = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2 * \Delta L \quad (3.12)$$

avec ε_{eff} la permittivité effective du milieu et ΔL la longueur représentant un tronçon de ligne capacitif. La permittivité effective s'exprime en fonction du rapport h/L_3 :

$$\varepsilon_{eff} = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{L_3}\right)^{-1/2} & \text{si } (h/L_3) < 1 \\ \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{L_3}\right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{L_3}{h}\right)^2 \right] & \text{si } (h/L_3) \geq 1 \end{cases} \quad (3.13)$$

La longueur ΔL est égale à :

$$\Delta L = 0,412 * h * \frac{\varepsilon_{eff} + 0,3}{\varepsilon_{eff} - 0,258} \left(\frac{L_3/h + 0,264}{L_3/h + 0,8} \right) \quad (3.14)$$

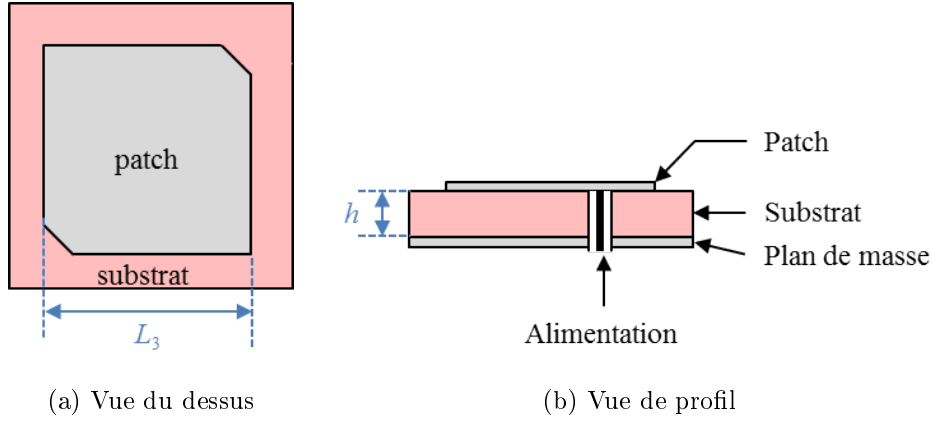


FIGURE 3.12 – Antenne patch carré à polarisation circulaire

L'impédance d'une antenne patch est donnée en annexe C. Pour obtenir une antenne patch résonant à la fréquence GPS $f_{GPS} = 1575,42$ MHz, le côté L_3 mesure 2.1 cm. L'onde électromagnétique pour le signal GPS est à polarisation circulaire alors que l'antenne patch carré est à polarisation rectiligne. Pour rendre la polarisation circulaire, différentes techniques pouvant être appliquées au patch carré [83]. Dans notre cas, deux angles droits opposés du patch sont coupés pour obtenir une polarisation circulaire (figure 3.12a).

3.3.4 Coefficient de réflexion

La figure 3.13 représente les coefficients de réflexion de ces trois antennes mesurées individuellement (en bleu) ou assemblées toutes les trois sur le même plan de masse (en rouge) (figure 3.9). Les résultats de mesure (points) et de simulation (lignes) sont en accord. Lorsque les antennes sont seules sur le plan de masse, l'antenne monopôle résonne expérimentalement à 390 MHz (4 % d'écart par rapport à 406 MHz), l'antenne monopôle chargée et repliée fonctionne expérimentalement à 890 MHz (2,5 % d'écart par rapport à 868 MHz) et l'antenne patch fonctionne à 1572 MHz en mesure.

En associant les trois antennes sur le même plan de masse (figure 3.9), nous observons un décalage des fréquences de résonance et une dégradation des coefficients d'adaptation.

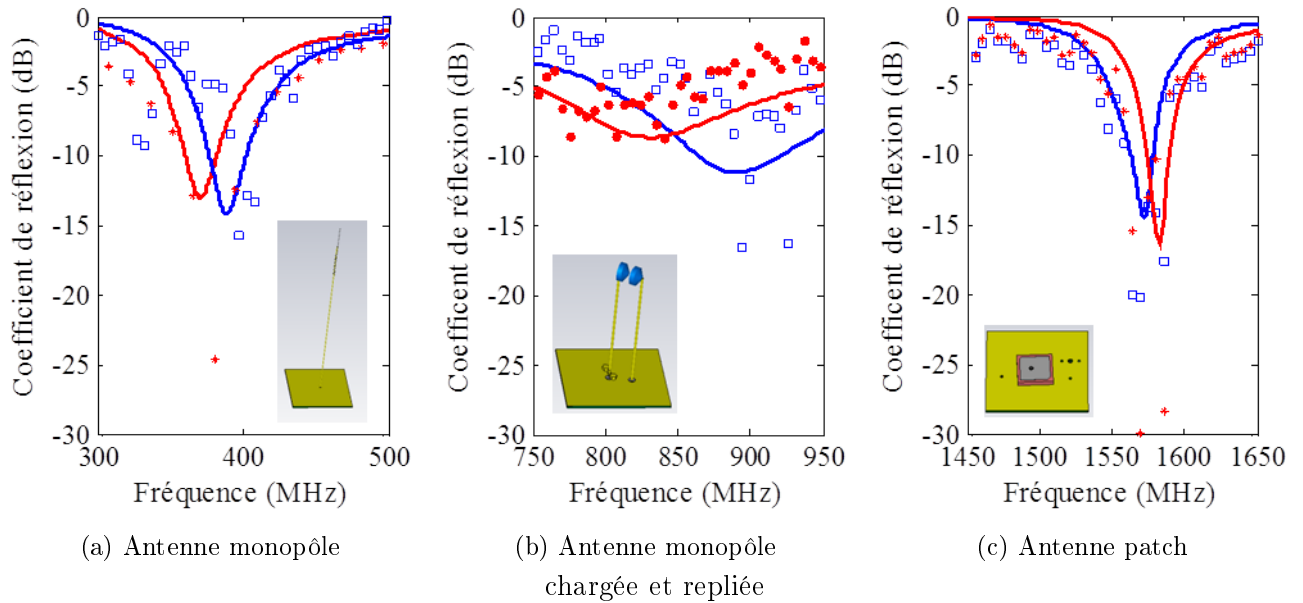


FIGURE 3.13 – Coefficients de réflexion des antennes séparées (en bleu) ou assemblées (en rouge) sur un plan de masse carré de côté 7 cm. Résultats simulés (lignes continues) ou mesurés (points)

3.3.5 Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement aux fréquences de résonance des antennes ont été simulés et mesurés dans la chambre anéchoïque avec l'arche circulaire (partie 3.2.1). Pour cette série de mesure, l'antenne réceptrice utilisée ne fonctionnant qu'à partir de 800 MHz, l'antenne monopôle n'a pas pu être mesurée en terme de diagramme de rayonnement à 406 MHz (pour les autres campagnes de mesures, une autre antenne de réception a été utilisée couvrant la bande 400 MHz). Les diagrammes de rayonnement sont visualisés dans le plan xz .

L'antenne monopôle et l'antenne monopôle chargée et repliée rayonnent des modes dipolaires à leur première fréquence de résonance. Nous constatons en simulation un diagramme de rayonnement dipolaire pour l'antenne monopôle (figure 3.14a). Pour l'antenne monopôle chargée et repliée (3.14b), le diagramme de rayonnement est bien dipolaire mais légèrement asymétrique car l'antenne n'est pas centrée sur le plan de masse (voir figure 3.8b). Quant à l'antenne patch (figure 3.14c), le diagramme de rayonnement est classique orienté vers l'axe normal à la surface.

Nous observons en simulation et expérimentalement l'influence du regroupement des trois antennes sur un même plan de masse. Les diagrammes aux fréquences de résonance sont modifiés en terme de symétrie, d'amplitude et de lobes (figure 3.15). Pour quantifier cet effet, nous pouvons souligner un tilt d'une quinzaine de degrés dans le cas du diagramme simulé du monopôle autour de 400 MHz (figure 3.15a). Pour les deux autres antennes, ce phénomène est aussi observé sur les diagrammes de rayonnement en simulation et en mesure.

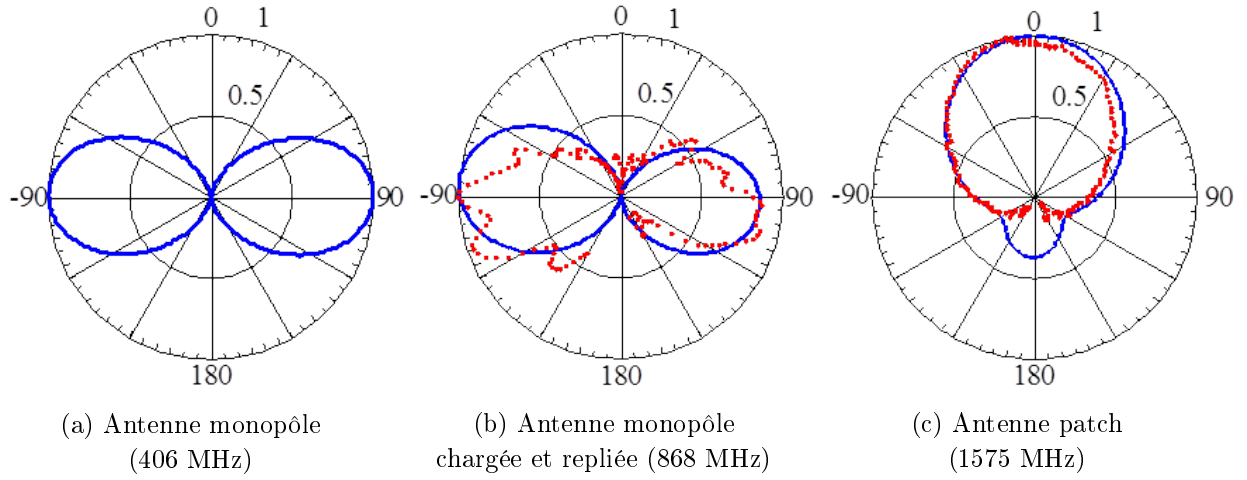


FIGURE 3.14 – Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) dans le plan xz au centre du plan de masse de chaque antenne individuellement en simulation (ligne bleue) et en mesure (points rouges). Plan E.

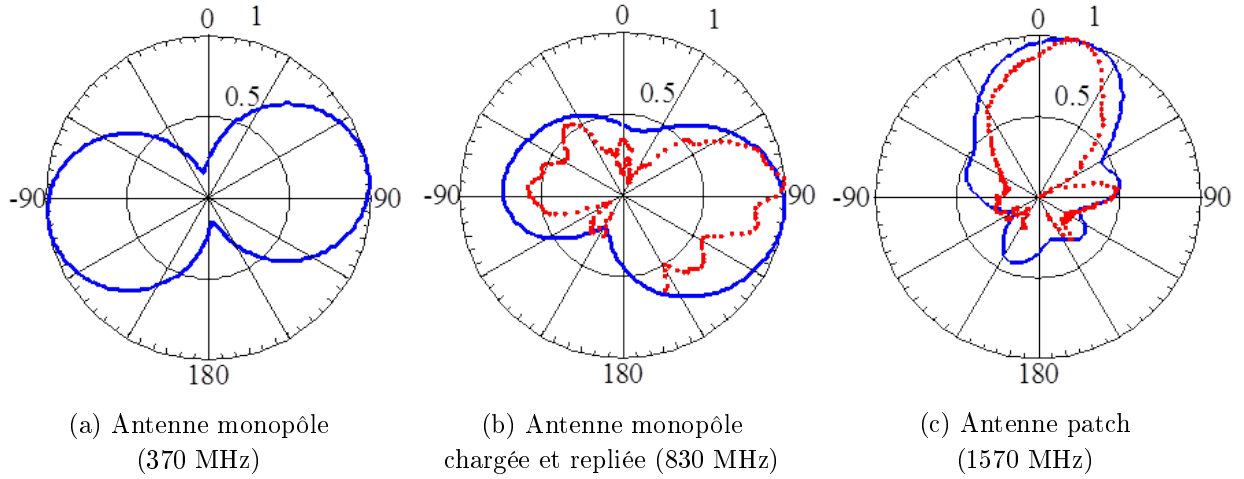


FIGURE 3.15 – Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) dans le plan xz au centre du plan de masse de chaque antenne lorsqu'elles sont assemblées en simulation (ligne bleue) et en mesure (points rouges). Plan E.

Cette étude démontre clairement que l'utilisation de plusieurs antennes dans un espace réduit afin de couvrir plusieurs plans de fréquence peut rapidement s'avérer très compliquée.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons d'une part mis en place tous les systèmes de mesure et de simulation que nous avons utilisés et démontré d'autre part, la nécessité d'utiliser des antennes multi-bande dans le cadre du projet BELOCOPA.

Conception d'antennes souples bi-bandes

Sommaire

4.1	Antenne monopôle bi-bande	74
4.1.1	Description de l'antenne	74
4.1.2	Fréquences de résonance	75
4.1.3	Étude en champ proche	75
4.1.4	Étude en champ lointain	78
4.2	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i>	79
4.2.1	Description de l'antenne	80
4.2.2	Fréquences de résonance	80
4.2.3	Étude en champ proche	81
4.2.4	Étude en champ lointain	83
4.3	Antenne monopôle <i>open-sleeve</i> à méandre courbé	86
4.3.1	Description de l'antenne	86
4.3.2	Étude en champ lointain	87
4.3.3	Interactions avec le radôme	88
4.4	Conclusion	91

L'association d'antennes discrètes ne répondant pas au cahier des charges du projet BELOCOPA, nous nous sommes orientés vers des antennes souples fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquences. Cette solution que nous allons décrire maintenant permettra une intégration simplifiée dans le radôme, que ce soit en position pliée (rangées dans l'espace de confinement) ou en position plane (sur une membrane au centre du radôme une fois déployée).

L'objectif de ce chapitre est de concevoir des antennes bi-bandes sur substrat souple fonctionnant aux fréquences f_{SAR} et f_{UHF} . Nous préférons décorrélérer l'antenne GPS de notre antenne bi-bande pour principalement des raisons de polarisation. En effet, l'antenne GPS fonctionne en polarisation circulaire alors que l'antenne fonctionnant aux fréquences f_{SAR} et f_{UHF} est en polarisation rectiligne. Le choix pour l'antenne GPS s'est porté sur une antenne hélice quadrifilaire (*Sarantel* SL1206) que nous ne présentons pas dans ce manuscrit. Les antennes que nous étudierons fonctionneront arbitrairement à des fréquences supérieures ou égales à 500 MHz. Pour l'application finale au projet BELOCOPA, il suffira de faire un rapport homothétique des dimensions.

Notre base de départ est une antenne dipôle rayonnant de manière naturelle un mode dipolaire et quadripolaire à la première et deuxième fréquence de résonance respectivement [79]. Cependant, pour des raisons d'encombrement dictées par le cahier des charges du projet, nous travaillons avec un monopôle sur plan de masse qui revient finalement à une antenne dipôle grâce à la théorie des images [60]. Souhaitant obtenir aux deux premières fréquences de résonance du monopôle deux modes dipolaires, nous devons faire évoluer la structure du monopôle pour que le mode quadripolaire se *mue*

en mode dipolaire.

Dans ce chapitre, nous allons montrer comment l'association d'un ou plusieurs éléments parasites couplés permet de répondre à notre cahier des charges. Cette idée de coupler des éléments parasites nous vient du principe des éléments réflecteurs et directeurs couplés des antennes Yagi-Uda [83].

4.1 Antenne monopôle bi-bande

L'idée de cette première étude est de placer un élément secondaire, que l'on nomme élément parasite, à proximité du monopôle principal de longueur $\lambda_1/4$. Cet élément parasite a une dimension inférieure à celle du monopôle afin de se comporter comme un directeur et non comme un réflecteur [78]. L'élément parasite étant connecté au plan de masse, son alimentation est assurée par induction mutuelle (couplage) [83].

4.1.1 Description de l'antenne

Dans cette partie, l'antenne sera étudiée avec et sans élément parasite (figure 4.1). L'antenne monopôle avec un seul élément parasite est réalisée sur un substrat de polyester d'épaisseur 0,32 mm avec ses deux faces enduites de polyuréthane, et de surface $L_0 * W_0 = 250 * 50 \text{ mm}^2$ (figure 4.1b). La permittivité de ce substrat a été caractérisée (annexe B, figure B.2). Les dimensions de ce substrat ont été choisies en fonction du cahier des charges au début de l'étude (radôme cylindrique de diamètre 5 cm et de hauteur 25 cm, qui n'est finalement pas la forme finale retenue).

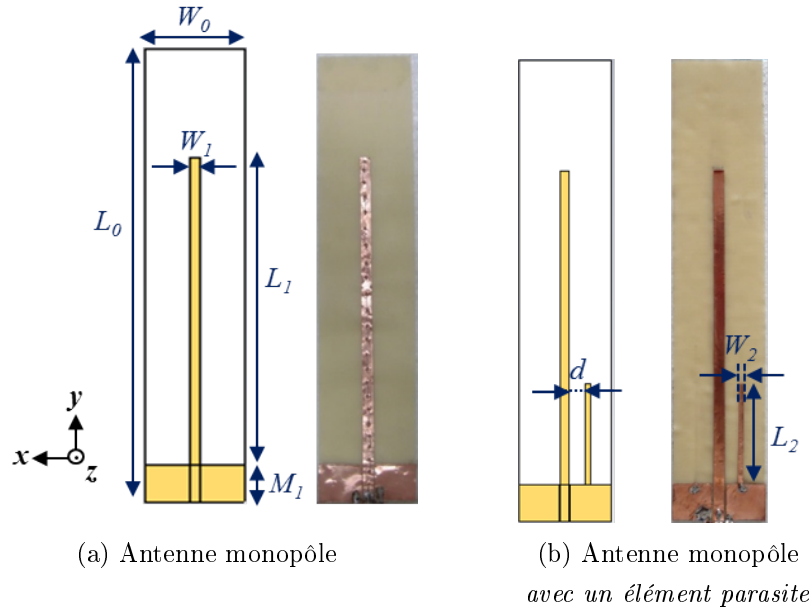


FIGURE 4.1 – Antenne monopôle avec ou sans un élément parasite

Les parties métalliques de cette antenne sont réalisées avec un ruban adhésif cuivré d'épaisseur $35 \mu\text{m}$. Le monopôle est de longueur $L_1 = 1,2(\lambda_{1,\text{sim}}/4) = 170 \text{ mm}$ et de largeur $W_1 = 5 \text{ mm}$. L'antenne est alimentée par une ligne coplanaire d'impédance caractéristique 50Ω (plan de masse de hauteur $M_1 = 20 \text{ mm}$). Pour que l'élément parasite se comporte comme un directeur et non comme un réflecteur, sa taille doit être inférieure à la longueur de l'élément rayonnant. Contrairement à l'antenne

Yagi-Uda, le mode que nous comptons contraindre est un mode quadripolaire. Donc, la longueur effective du dipôle équivalent à ce quadripôle est $L_2 = \lambda_{2,sim}/4 = 55$ mm. Le directeur a une largeur $W_2 = 3$ mm et est positionné à une distance $d = 8,5$ mm à droite du monopôle.

4.1.2 Fréquences de résonance

Les coefficients de réflexion (adaptation de l'antenne) simulés et mesurés de l'antenne monopôle sans et avec l'élément parasite sont affichés sur la figure 4.2. La première fréquence de résonance de l'antenne monopôle est à $f_1 = 550$ MHz et la deuxième à $f_2 = 1300$ MHz. L'ajout de l'élément parasite ne modifie pas la première fréquence de résonance tandis qu'il décale la seconde fréquence de résonance vers les basses fréquences. L'écart entre la seconde fréquence de résonance simulée et mesurée vient du fait d'un défaut de réalisation de notre structure.

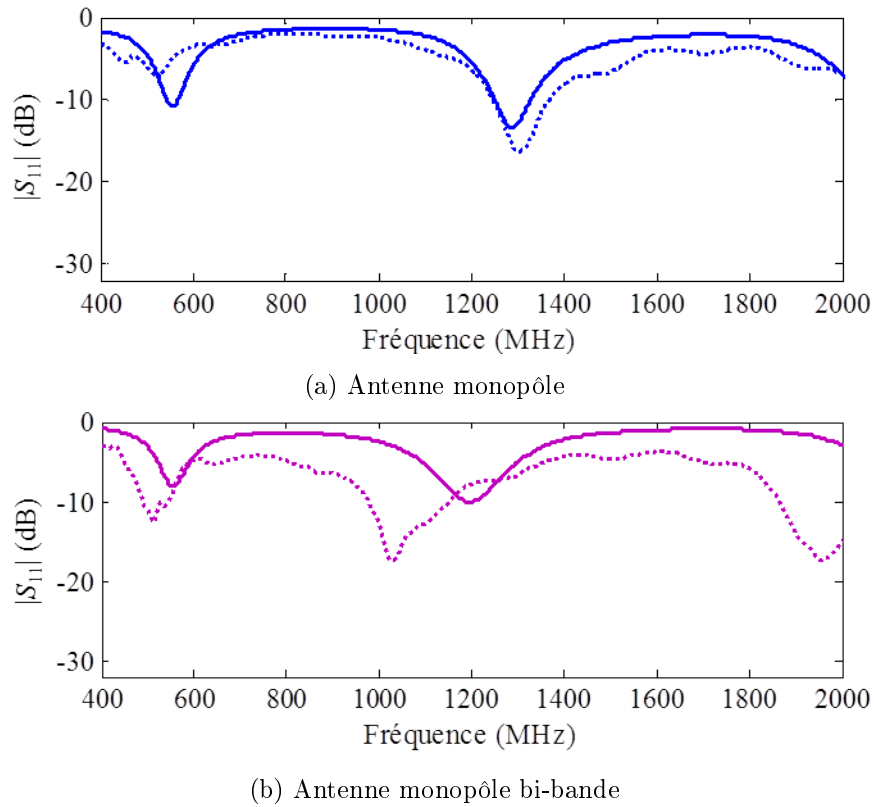


FIGURE 4.2 – Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée).

4.1.3 Étude en champ proche

Nous avons étudié le comportement de ces antennes en champ proche afin de valider :

- l'alimentation par couplage mutuel entre le monopôle et l'élément parasite,
- le comportement directeur de l'élément parasite
- la modification du comportement quadripolaire de l'antenne.

L'antenne a été mesurée grâce au scanner champ proche avec la boucle magnétique que nous avons réalisée (figure 3.4c). Le centre de la boucle magnétique est positionnée 5 mm au dessus de l'antenne (figure 4.3). L'antenne a été scannée sur une surface $50 * 190$ mm. La zone imagée est représentée par un rectangle rouge sur la figure 4.4.

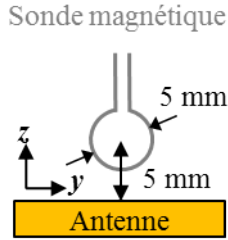


FIGURE 4.3 – Positionnement de la sonde magnétique pour l'antenne monopôle bi-bande

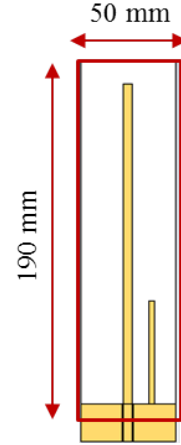


FIGURE 4.4 – Surface scannée de l'antenne monopôle bi-bande

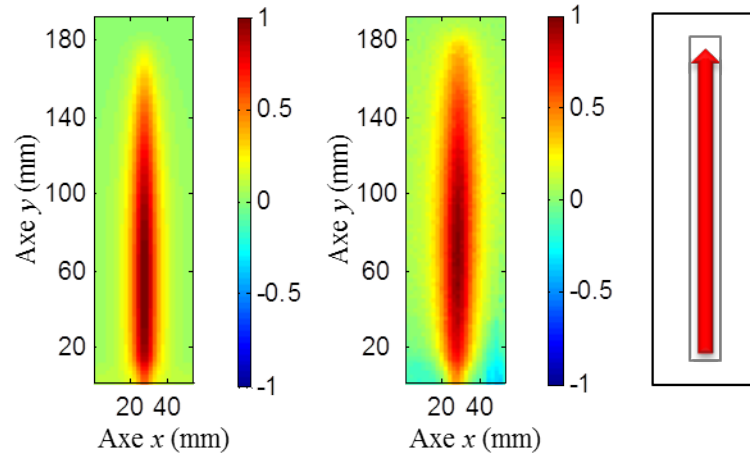
Les figures 4.5 et 4.6 représentent les parties réelles normalisées du champ H_x avec une résolution de 2 mm en simulation et en mesure, pour les deux configurations d'antennes. Les résultats de simulation et de mesure sont en accord.

On observe pour le mode dipolaire de l'antenne monopôle (figure 4.5a) que la partie réelle de H_x est toujours positive, maximale au point d'alimentation et décroît le long du monopôle pour s'annuler à l'extrémité du monopôle. Ce comportement est schématisé à droite de la figure 4.5a.

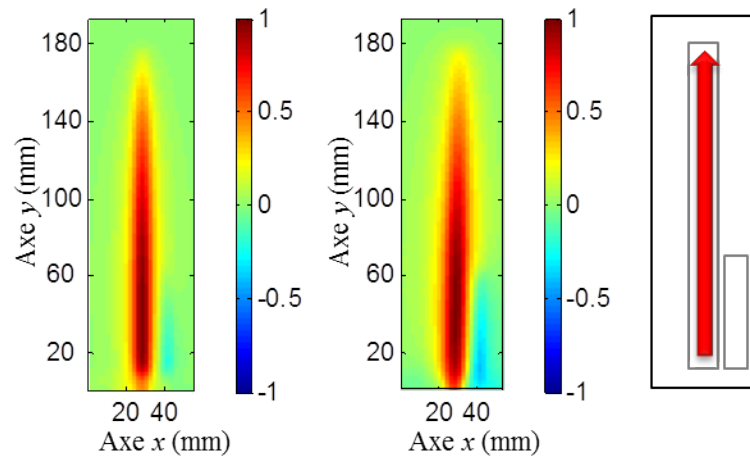
L'ajout de l'élément parasite à f_1 (figure 4.5b) ne modifie pas radicalement les cartes de champ. Néanmoins, ces cartes montrent bien que l'élément parasite est alimenté par couplage. Ce couplage est bien un couplage mutuel puisque le courant induit dans cet élément parasite est en opposition de phase avec le champ qui lui a donné naissance (loi de Lenz).

Pour la deuxième fréquence de résonance, l'antenne monopôle seule rayonne un mode quadripolaire. La répartition du courant de ce mode est représentée figure 4.6a. La partie réelle de H_x évolue le long du monopôle. Elle est positive et décroît à partir du point d'alimentation jusqu'à la position $y = 60$ mm. Ensuite, $\text{Re}[H_x]$ devient négatif jusqu'à la fin du monopôle. Le courant le long du monopôle a donc deux directions opposées qui convergent vers le centre du monopôle. Le mode quadripolaire est caractérisé par un changement de direction du courant (schéma de droite sur la figure 4.6a).

Pour l'antenne monopôle avec l'élément parasite à la deuxième fréquence de résonance (figure 4.6b), la répartition du courant sur le monopôle n'est pas modifiée. Cependant, on observe que la répartition du courant sur l'élément parasite n'est plus négligeable et devient du même ordre de grandeur que le courant sur l'élément principal et avec le même sens de courant que la partie supérieure du monopôle. L'élément parasite, alimenté par couplage avec le monopôle, est dans un régime de résonance. Le courant peut alors circuler dans le même sens sur l'élément parasite puis sur la partie supérieure du monopôle. Ce comportement est un comportement typique d'un mode dipolaire. Un problème de symétrie évident se pose pour ce mode résonant. Effectivement, la rupture de symétrie avec l'ajout d'un seul directeur devra se traduire obligatoirement par un diagramme de rayonnement dipolaire asymétrique.

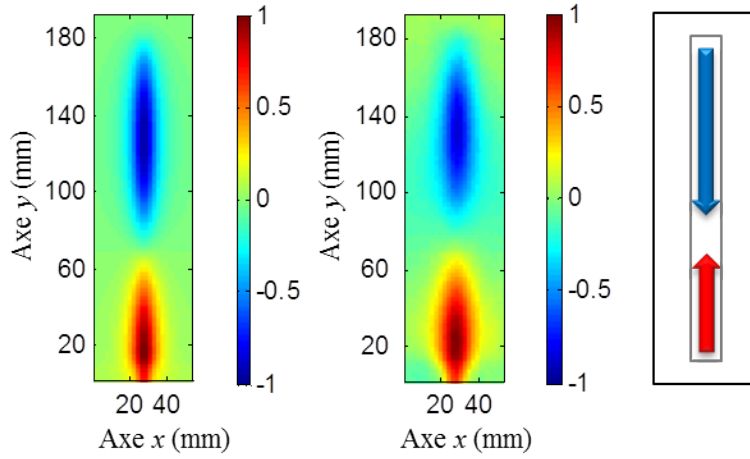


(a) Monopôle seul : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).

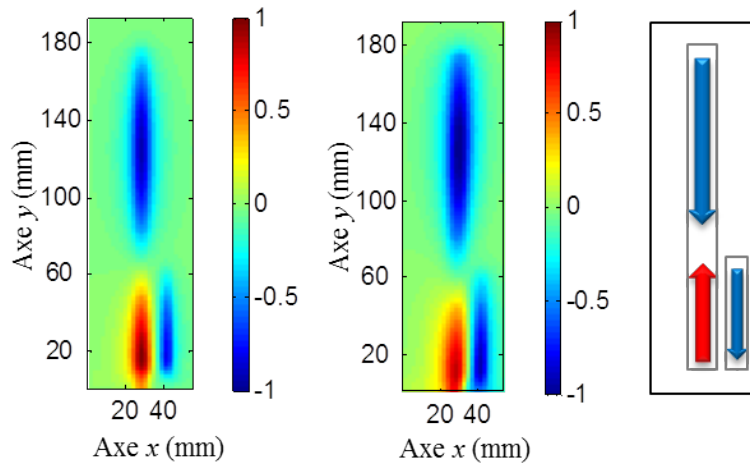


(b) Monopôle avec un directeur : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).

FIGURE 4.5 – Monopôle avec un directeur : Partie réelle normalisée de H_x du premier mode de l'antenne monopôle à f_1 (a) et de l'antenne monopôle bi-bande à f_1' (b)



(a) Monopôle seul : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).



(b) Monopôle avec un directeur : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).

FIGURE 4.6 – Partie réelle normalisée de H_x du deuxième mode de l'antenne monopôle à f_2 (a) et de l'antenne monopôle bi-bande à f'_2 (b)

4.1.4 Étude en champ lointain

Afin de valider nos prédictions, nous mesurons en champ lointain les diagrammes de rayonnement. L'antenne est mesurée dans la grande chambre anéchoïque en configuration chambre entière (figure 3.2). Les diagrammes de rayonnement sont mesurés dans le plan E (plan xy de l'antenne). Tous les diagrammes de rayonnement sont normalisés par rapport à leurs maximums de rayonnement.

A la première fréquence de résonance (figure 4.7a pour l'antenne monopôle et figure 4.8a pour l'antenne monopôle bi-bande), les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés sont dipolaires. L'élément parasite modifie légèrement la directivité de l'antenne.

A la seconde fréquence de résonance (figure 4.7b pour l'antenne monopôle et figure 4.8b pour l'antenne monopôle bi-bande), les diagrammes de rayonnement mesuré et simulé sont en bon accord. On observe effectivement un diagramme de rayonnement quadripolaire dans le cas du monopôle seul. Ce diagramme devient dipolaire asymétrique comme nous l'avions prédit théoriquement et par les mesures

de champ proche.

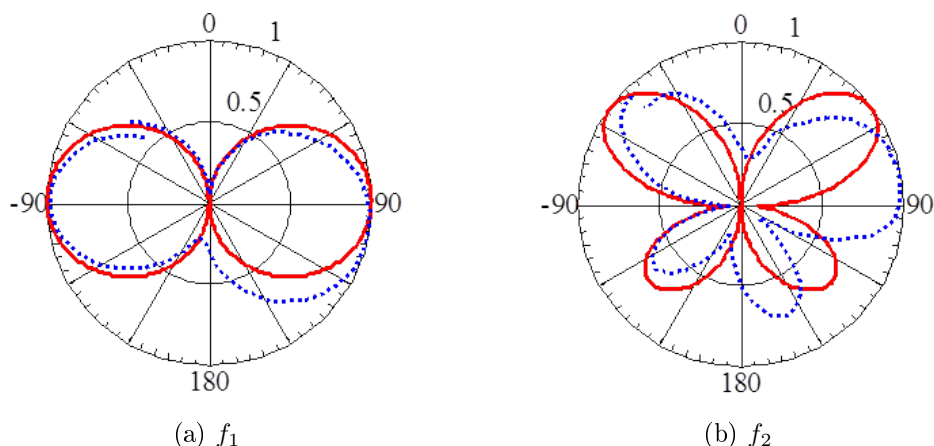


FIGURE 4.7 – Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l’antenne monopôle dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).

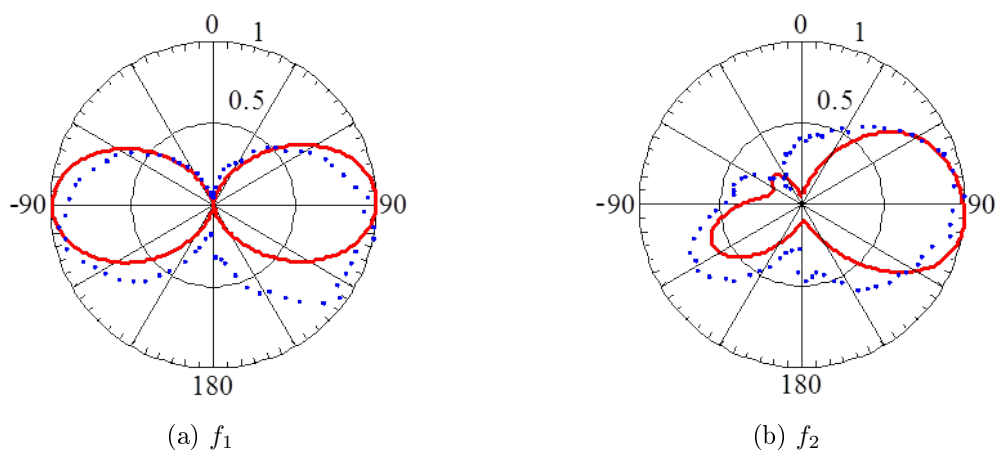


FIGURE 4.8 – Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l’antenne monopôle bi-bande dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).

Afin de symétriser le diagramme de rayonnement à f'_2 , il suffira donc d’ajouter un deuxième parasite.

Les dimensions de cette antenne ont été optimisées pour répondre aux fréquences f_{SAR} et f_{UHF} du projet BELOCOPA. L’étude de cette antenne est présentée en annexe D.

4.2 Antenne monopôle *open-sleeve*

La nouvelle antenne est composée maintenant de deux éléments parasites. Elle porte le nom antenne monopôle *open-sleeve* multi-bande [84–87].

4.2.1 Description de l'antenne

L'antenne réalisée est sur le même principe que l'antenne bi-bande de la partie 4.1 à laquelle un deuxième élément parasite a été ajouté. Cette antenne est réalisée sur un substrat de polyester d'épaisseur 0,32 mm, et de dimensions $L_0 * W_0 = 250 * 50 \text{ mm}^2$ (figure 4.9).

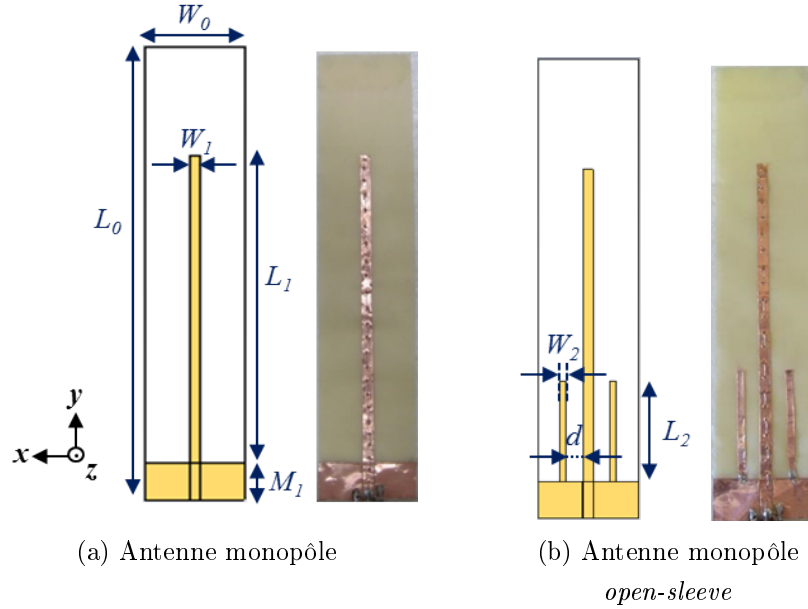


FIGURE 4.9 – Antenne monopôle avec ou sans deux éléments parasites

Le matériau utilisé pour fabriquer cette antenne est du ruban adhésif cuivré. Les dimensions du monopôle sont $L_1 = 170 \text{ mm}$ de longueur, $W_1 = 5 \text{ mm}$ largeur (épaisseur 0,035 mm). Le ruban adhésif est renforcé à l'aide d'un fil métallique de diamètre 0,02 mm. Cette antenne est alimentée par une ligne coplanaire d'impédance caractéristique 50Ω , la hauteur du plan de masse est $M_1 = 20 \text{ mm}$.

Les éléments parasites sont également constitués du même ruban adhésif cuivré ($W_2 = 3 \text{ mm}$ de largeur). Ils sont chacun à une distance de $d = 8,5 \text{ mm}$ du monopôle. Leurs longueurs L_2 sont fixées en fonction de la deuxième fréquence de résonance f_2 de l'antenne monopôle ($L_2 = 55 \text{ mm} = \lambda_2/4$, avec λ_2 la longueur d'onde à f_2).

4.2.2 Fréquences de résonance

Pour connaître l'adaptation des antennes, leurs coefficients de réflexion S_{11} ont été mesurés. Les résultats expérimentaux sont comparés aux résultats de simulation (figure 4.10).

Pour l'antenne monopôle (figure 4.10a), l'adaptation de l'antenne en mesure et en simulation sont en accord. La première fréquence de résonance est $f_1 = 550 \text{ MHz}$ et la deuxième est $f_2 = 2,4 * f_1 = 1300 \text{ MHz}$.

La première fréquence de résonance de l'antenne monopôle *open-sleeve* f'_1 (figure 4.10b) n'est pas modifiée par la présence des éléments parasites $f'_1 = f_1 = 550 \text{ MHz}$. Cette première fréquence est mieux adaptée que ce soit en mesure ou en simulation (au moins 9 dB de différences). On peut considérer que les éléments parasites se comportent alors comme un circuit d'adaptation.

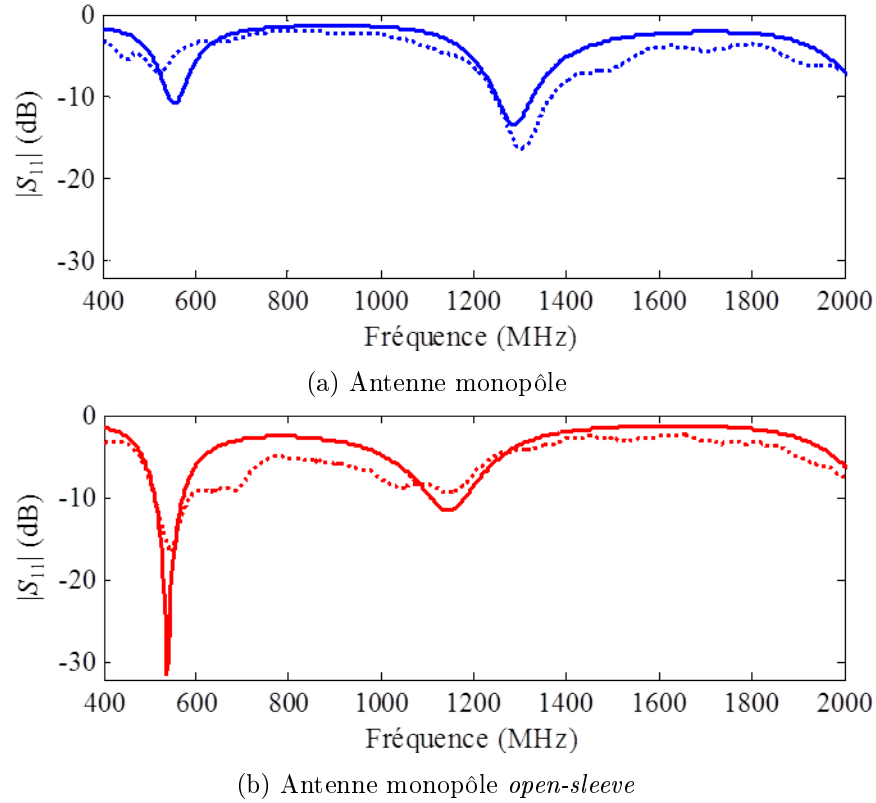


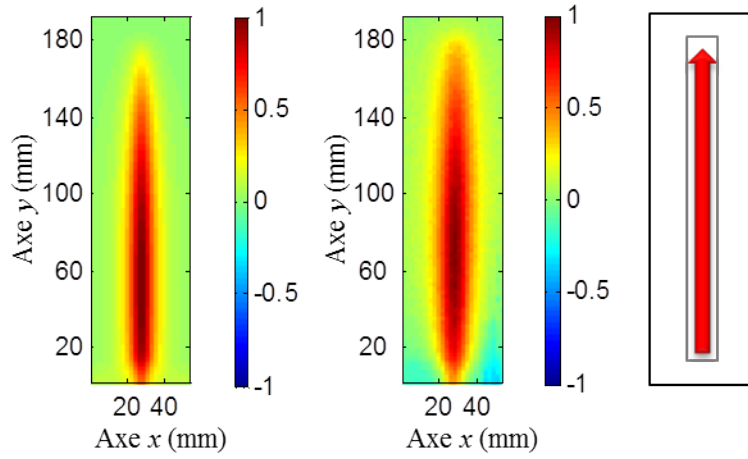
FIGURE 4.10 – Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée).

Pour le deuxième mode, des différences sont observées entre la mesure et la simulation. Ils s'expliquent par le fait que la géométrie de l'antenne n'est pas parfaitement maîtrisée et que l'antenne ne soit pas parfaitement plane lors de la mesure. L'ajout des éléments parasites décalent la fréquence de résonance 150 MHz plus bas, à $f'_2 = 2,1 * f'_1 = 1150$ MHz. Le coefficient de réflexion S_{11} avec et sans les éléments parasites aux deuxième fréquences de résonance f_2 et f'_2 sont les mêmes en simulation et en mesure. L'ajout des éléments parasites n'a pas modifié l'adaptation de l'antenne à la deuxième fréquence de résonance mais décale la deuxième fréquence de résonance d'environ 10 %. Les éléments parasites se comportent comme un circuit d'ajustement. Une étude paramétrique en fonction de la longueur des éléments parasites L_2 sur l'adaptation des fréquences de résonances f'_1 et f'_2 est précisée en annexe E.

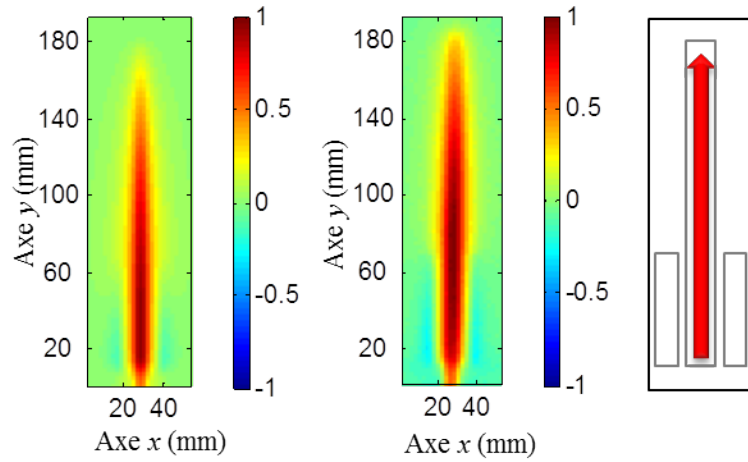
4.2.3 Étude en champ proche

La composante x du champ magnétique a été mesurée avec un pas de 2 mm. La partie réelle normalisée du champ H_x pour les deux antennes sont représentées figures 4.11 et 4.12. L'antenne monopôle avec et sans les éléments parasites a été scannée sur une surface $50*190$ mm². Sur les figures 4.11 et 4.12, pour chaque mode et pour chaque antenne, on observe les cartes de champs magnétiques simulées et mesurées dans le même plan, ainsi qu'un schéma représentant la direction du courant après analyse.

Sur la figure 4.11, les cartes de champs à la première fréquence de résonance sont affichées pour l'antenne monopôle (figure 4.11a) et pour l'antenne monopôle *open-sleeve* (figure 4.11b). Les résultats de mesures sont en accord avec ceux de simulations. L'ajout d'un second directeur ne modifie pas le comportement des antennes à la première fréquence de résonance (partie 4.1).



(a) Monopôle seul : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).

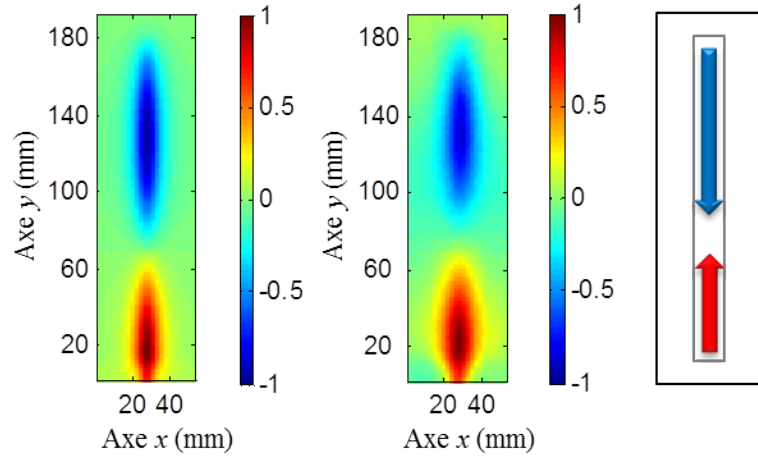


(b) Monopôle *open-sleeve* : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).

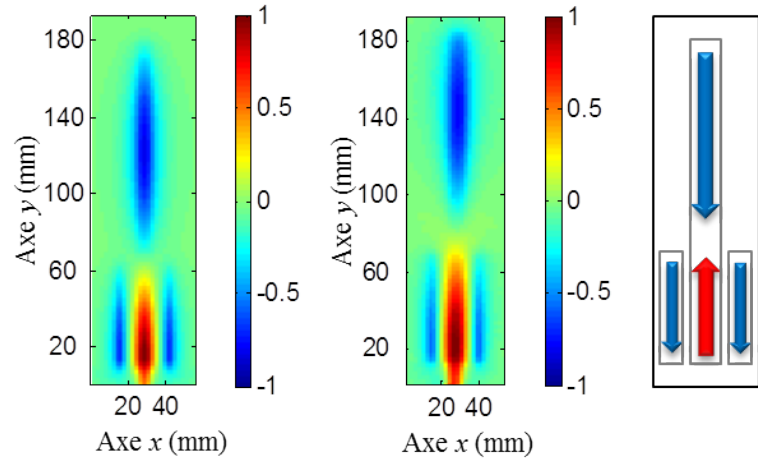
FIGURE 4.11 – Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du premier mode de l'antenne monopôle à f_1 (a) et de l'antenne monopôle *open-sleeve* à f'_1 (b)

Pour la deuxième fréquence de résonance, l'antenne monopôle rayonne un mode quadripolaire. Ce mode est représenté en champ proche sur la figure 4.12a. Les résultats de mesure et simulation sont en accord. La partie réelle de H_x évolue le long du monopôle. Elle est positive et décroît à partir du point d'alimentation jusqu'à la position $y = 60$ mm. Ensuite, $\text{Re}[H_x]$ devient négatif jusqu'à la fin du monopôle. Le courant le long du monopôle a deux directions de sens opposées. Le mode quadripolaire est caractérisé par un changement de direction du courant (schéma de droite sur la figure 4.12a).

En ajoutant les éléments parasites de longueur $L_2 = 55$ mm (figure 4.12b), l'évolution du mode quadripolaire le long du monopôle est toujours présent, les éléments parasites ont le même sens de courant que la partie supérieure du mode quadripolaire. Leurs dimensions coïncident avec le changement de direction du courant du mode quadripolaire. Le deuxième mode peut être vu comme l'association du mode quadripolaire avec deux modes dipolaires (schéma à droite figure 4.12b).



(a) Monopôle seul : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).



(b) Monopôle *open-sleeve* : H_x en simulation (gauche) et en mesure (milieu). Représentation du courant sur l'antenne (droite).

FIGURE 4.12 – Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du deuxième mode de l'antenne monopôle à f_2 (a) et de l'antenne monopôle *open-sleeve* à f'_2 (b)

Le courant de la partie supérieure du monopôle a la même direction que le courant le long des résonateurs (éléments parasites). La partie inférieure du monopôle est alors court-circuitée. Le courant évolue le long des résonateurs et se couple ensuite sur la partie supérieure du monopôle, toujours dans le même sens. L'évolution du courant peut être assimilée à l'évolution du courant d'un mode dipolaire. Ainsi, le mode quadripolaire de l'antenne monopôle change en mode dipolaire en ajoutant des éléments parasites qui résonnent au deuxième mode. L'ajout de ce deuxième résonateur résout le problème de symétrie.

4.2.4 Étude en champ lointain

Sur les figures 4.13 et 4.14, les diagrammes de rayonnement aux deux premiers modes de l'antenne monopôle et monopôle *open-sleeve* respectivement sont représentés en mesure et en simulation. Sur ces figures, l'antenne est positionnée verticalement au centre du diagramme. Le plan de masse est situé vers l'angle $\theta = 180^\circ$, et le haut du monopôle est dirigé vers $\theta = 0^\circ$.

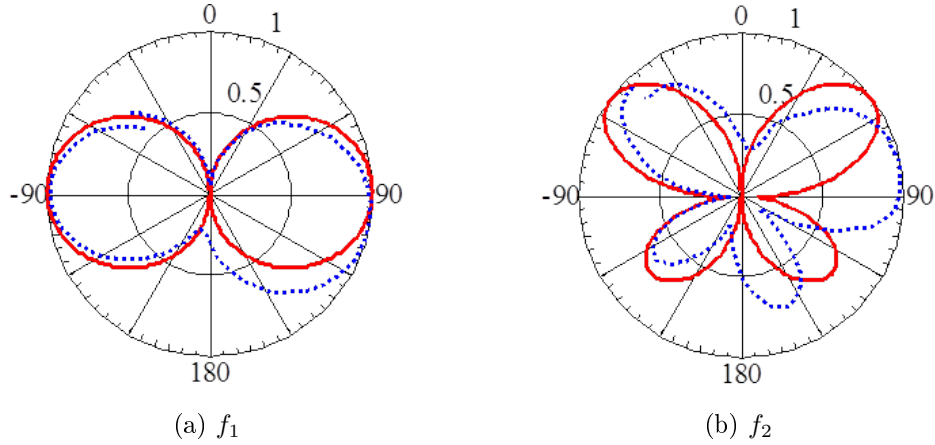


FIGURE 4.13 – Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).

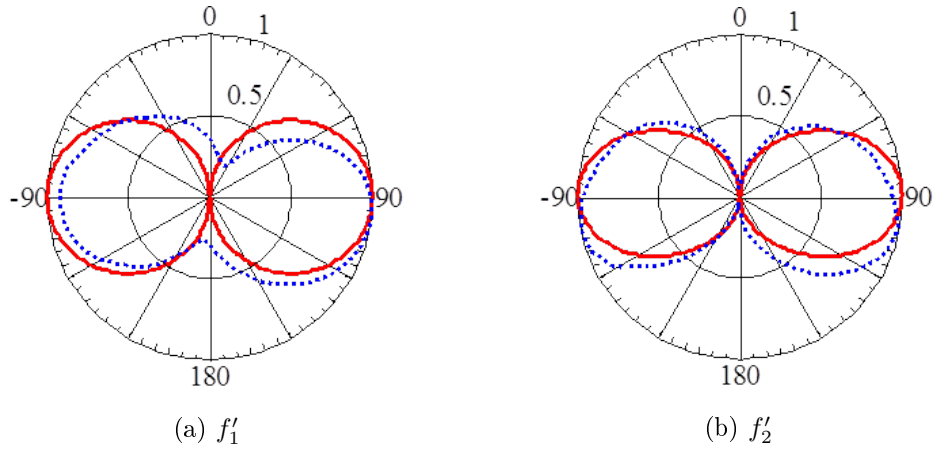


FIGURE 4.14 – Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle *open-sleeve* dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).

Pour l'antenne monopôle, on a bien un mode dipolaire et quadripolaire à f_1 et f_2 respectivement (figure 4.13). Les diagrammes de rayonnement en mesures et en simulations sont en bon accord. En mesure, la ligne pointillée bleue ne se rejoint pas à cause d'erreurs expérimentales, le câble d'alimentation a un effet sur la mesure (la rotation sur 360° génère une différence de position de celle de l'origine).

Pour l'antenne monopôle avec les deux résonateurs (figure 4.14), le mode dipolaire est représenté pour le premier f'_1 et le deuxième f'_2 mode. Ceci confirme l'analyse en champ proche effectuée dans les paragraphes précédents. Les résonateurs ne perturbent pas le premier mode dipolaire, et modifie le mode quadripolaire en mode dipolaire en offrant un nouveau chemin de circulation pour le courant. Par rapport au deuxième mode de l'antenne bifilaire étudiée précédemment, l'ajout d'un résonateur de chaque côté du monopôle permet de symétriser le diagramme de rayonnement dipolaire.

Les figures 4.15 et 4.16 représentent les diagrammes de rayonnement sur toute la bande de fréquences étudiée pour l'antenne monopôle, et l'antenne monopôle *open-sleeve* respectivement. Les résultats sont affichés en mesure et simulation. L'ordonnée θ correspond à l'angle θ des diagrammes de rayonnement en polaire. Donc, $\theta = -90^\circ$ correspond à l'angle à gauche de l'antenne et $\theta = +90^\circ$ correspond à l'angle à droite de l'antenne. L'angle $\theta = 0^\circ$ correspond à la partie supérieure de l'antenne

et $\theta = \pm 180^\circ$ à la partie inférieure de l'antenne (plan de masse).

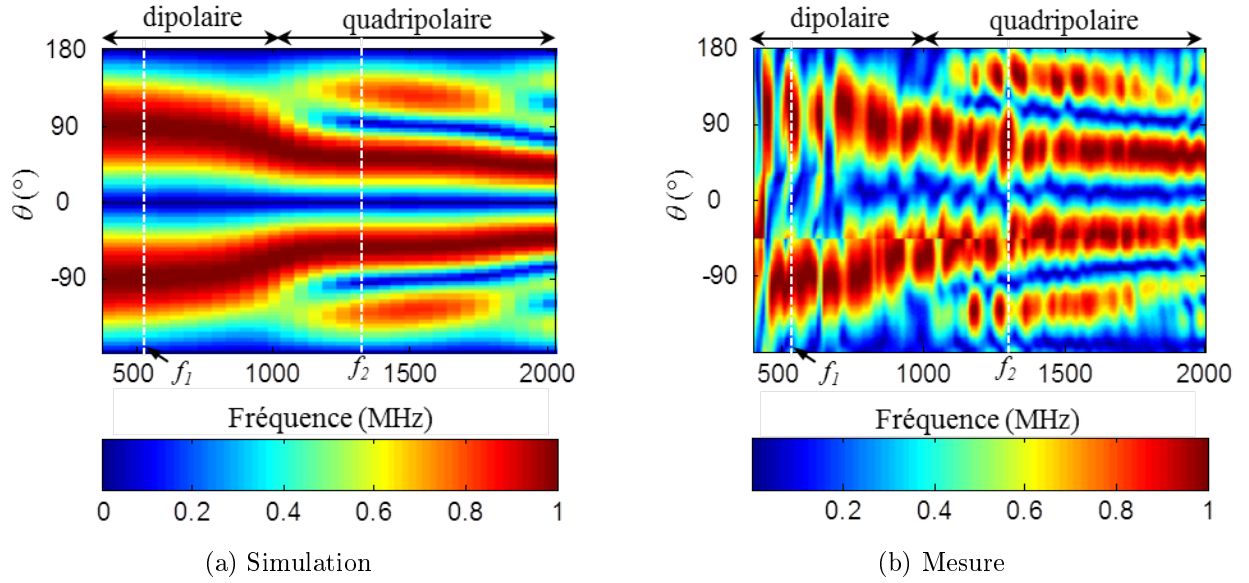


FIGURE 4.15 – Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle dans le plan E sur la bande [400 - 2000] GHz.

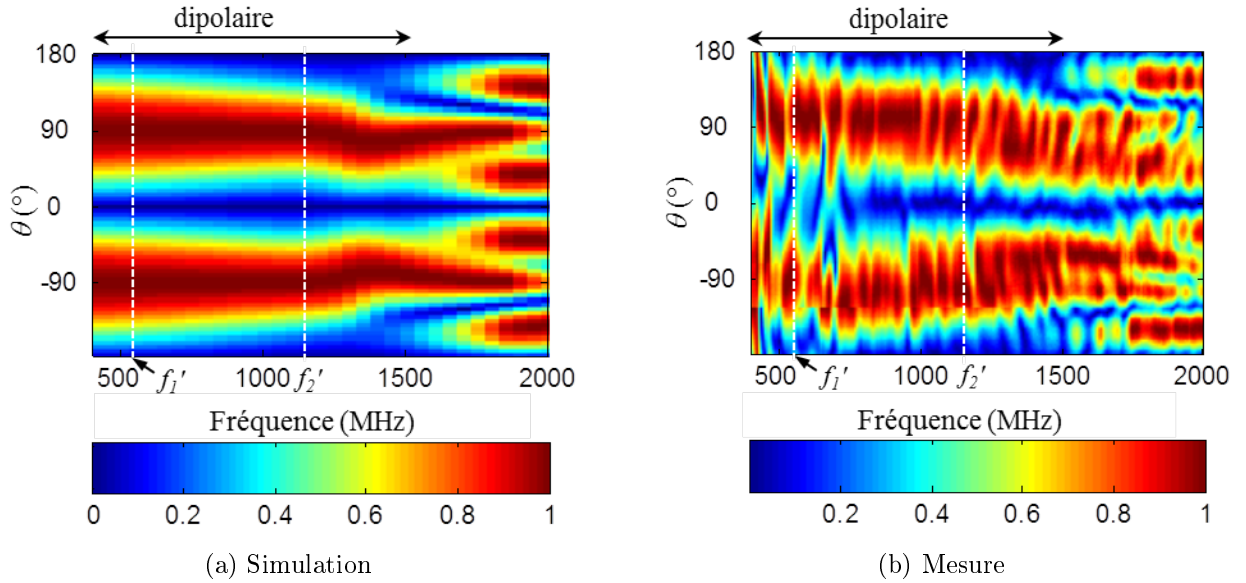


FIGURE 4.16 – Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne monopôle *open-sleeve* dans le plan E sur la bande [400 - 2000] GHz.

Les résultats de simulations et de mesures sont en accord. Beaucoup de variations sont visibles en mesure à cause des erreurs expérimentales mais le nombre et la position des lobes sont en accord avec les résultats de simulation. De plus, on remarque le point de concordance de mesure à $\theta = -45^\circ$ pour l'antenne monopôle (figure 4.15b) et à $\theta = -122^\circ$ pour l'antenne monopôle *open-sleeve* (figure 4.16b) au début de la bande de fréquence.

Pour l'antenne monopôle, on remarque deux zones de rayonnement : une zone dipolaire, et une zone quadripolaire à partir de 1000 MHz. A 2000 MHz, on voit l'apparition du mode supérieur. Pour l'antenne monopôle *open-sleeve*, on observe que la zone quadripolaire a été transformée en zone de rayonnement dipolaire jusqu'à l'apparition des modes d'ordre supérieur des éléments parasites autour 1500 MHz, et du monopôle.

En conclusion, l'ajout d'éléments parasites au deuxième mode de l'antenne monopôle permet de mieux adapter le premier mode, de transformer le mode quadripolaire en mode dipolaire en offrant un nouveau chemin pour le courant, et d'étendre la zone dipolaire de l'antenne. L'antenne monopôle *open-sleeve* est donc une antenne bi-bande dipolaire.

4.3 Antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé

Afin de réduire la taille de notre antenne *open-sleeve*, nous allons étudier une antenne monopôle *open-sleeve* à méandre fonctionnant aux mêmes fréquences [88]. L'antenne monopôle à méandre courbé doit rayonner un mode dipolaire et quadripolaire à ses deux premières fréquences de résonance.

4.3.1 Description de l'antenne

L'antenne est réalisée sur un substrat souple de polyamide d'épaisseur 0,0875 mm avec deux faces enduites de polyuréthane et de surface $L_0 * W_0 = 110 * 90 \text{ mm}^2$. Ce substrat a été caractérisé en ligne coaxiale et sa permittivité relative est présentée figure B.3 en annexe B. L'élément principal de l'antenne est un monopôle à méandre courbé (figure 4.17) [89–91]. Ce monopôle est cousu avec une machine à coudre, il est constitué d'un fil métallique de diamètre 0,30 mm et d'un fil de coton.

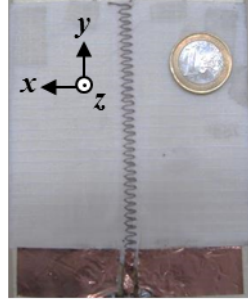
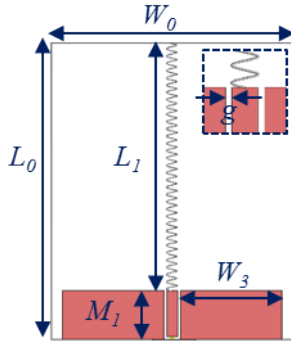


FIGURE 4.17 – Antenne monopôle à méandre courbé simulée (gauche) et réalisée (droite)

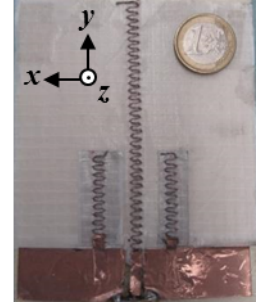
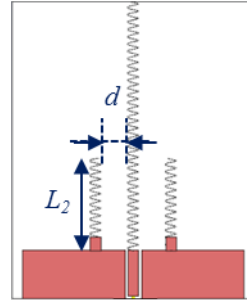


FIGURE 4.18 – Antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé simulée (gauche) et réalisée (droite)

Le point de couture utilisé donne une forme sinusoïdale $l(y)$ (figure 4.19) :

$$l(y) = \frac{W_1}{2} * \sin\left(\frac{2\pi}{W_2}y\right) \quad (4.1)$$

avec $W_1 = 4 \text{ mm}$ la largeur du monopôle à méandre courbé, et $W_2 = 2,7 \text{ mm}$ la période du sinus.

La longueur du monopôle est $L_1 = 0,6(\lambda_{1,mes}/4) = 92 \text{ mm}$, avec λ_1 la longueur d'onde à la première fréquence de résonance f_1 . Le gain en longueur est donc de 40 % par rapport à un monopôle

quart d'onde. Le plan de masse est de dimensions $M_1 = 18$ mm, $W_3 = 38$ mm. Il est constitué de ruban adhésif cuivré d'épaisseur $35 \mu\text{m}$. L'alimentation du monopôle est assurée par une ligne coplanaire au milieu du plan de masse.

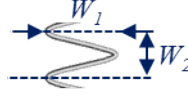


FIGURE 4.19 – Ligne à méandre courbé $l(y)$

Les éléments parasites sont situés à une distance $d = 9$ mm du monopôle, leurs longueurs sont choisies pour résonner à la deuxième fréquence de résonance de l'antenne monopôle à méandre courbé, $L_2 = 0,6(\lambda_2/4) = 34$ mm, avec λ_2 la longueur d'onde à f_2 .

Les études d'adaptation et de champ proche de cette antenne sont présentées dans l'annexe F.

4.3.2 Étude en champ lointain

Sur la figure 4.20, on observe les diagrammes de rayonnement de l'antenne monopôle à méandre courbé et sur la figure 4.21, ceux de l'antenne monopôle à méandre courbé *open-sleeve*. Sur ces figures, le diagramme de rayonnement est mesuré dans le plan xy de l'antenne, le plan de masse est situé en bas à $\theta = +/ -180^\circ$.

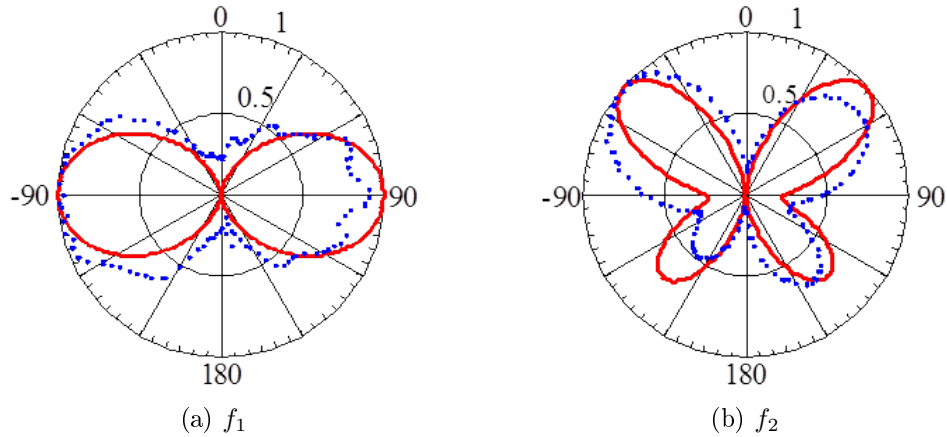


FIGURE 4.20 – Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisé de l'antenne monopôle à méandre courbé dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus)

Pour l'antenne monopôle à méandre courbé (figure 4.20), les diagrammes de rayonnement sont dipolaire et quadripolaire pour la première et deuxième fréquence de résonance respectivement. Les résultats de mesures et simulations sont en accord. Pour le mode quadripolaire, le diagramme est asymétrique à cause du plan de masse. Nous obtenons bien les diagrammes attendus pour cette antenne.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne monopôle à méandre courbé *open-sleeve* sont représentés figure 4.20. Ils sont dipolaires pour les deux premières fréquences de résonance.

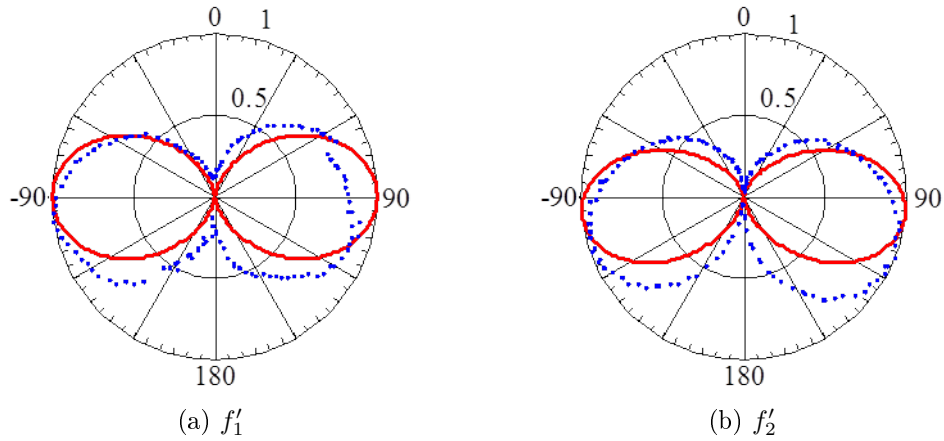


FIGURE 4.21 – Diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisé de l'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé dans le plan E en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus)

On observe que le mode quadripolaire de l'antenne monopôle à méandre courbé a été transformé en mode dipolaire grâce à l'ajout d'éléments parasites qui résonnent à la deuxième fréquence de résonance. L'étude de cette antenne consolide le principe observé avec l'antenne monopôle *open-sleeve*, on peut obtenir une antenne bi-bande dipolaire en ajoutant des éléments parasites résonant à la deuxième fréquence de résonance quelque soit le motif de l'antenne utilisé.

4.3.3 Interactions avec le radôme

L'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé a été insérée dans le radôme-flotteur de la balise afin de quantifier son influence. Le radôme (figure 4.22) est constitué de substrat polyamide d'épaisseur 0,325 mm avec deux faces enduites de polyuréthane. Sa permittivité a été caractérisée avec l'outil *EpsiMu* (figure B.4 en annexe B). L'antenne est positionnée dans le radôme grâce à une paroi (figure 4.22).

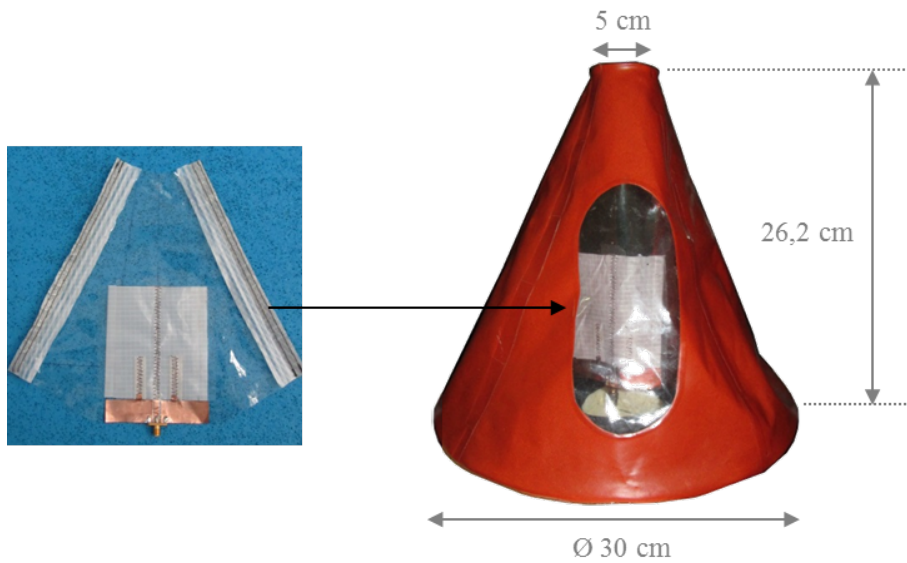


FIGURE 4.22 – Antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé sur la paroi (à gauche) insérée dans le radôme (à droite)

L'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé est testée seule dans le radôme pour débiter. Ensuite, une antenne GPS à hélice avec son amplificateur est positionnée en partie supérieure du radôme-flotteur grâce à un point d'attache adhésif (figure 4.23). Quatre fils d'alimentation sont reliés à cette antenne GPS.

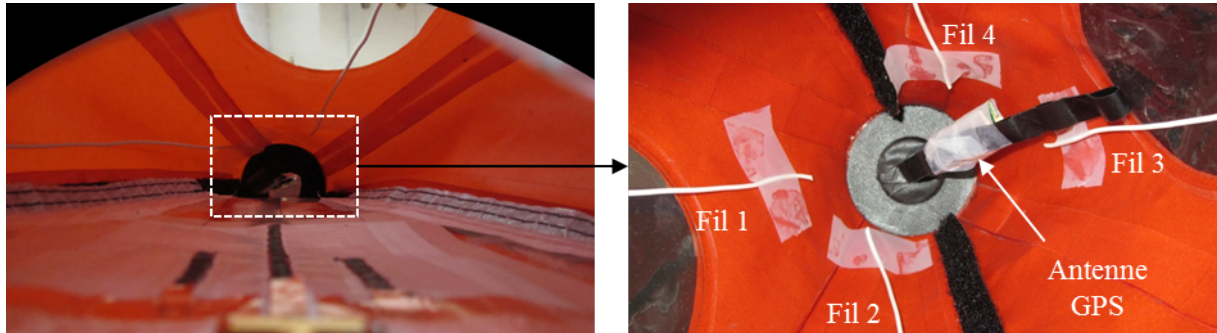


FIGURE 4.23 – Vue à l'intérieur du radôme avec notre antenne, l'antenne GPS et 4 fils (zoom à droite)

Fréquences de résonance

L'adaptation de l'antenne est mesurée quand elle est insérée dans le radôme, puis lorsque les quatre fils et l'antenne GPS sont aussi dans le même radôme (figure 4.24).

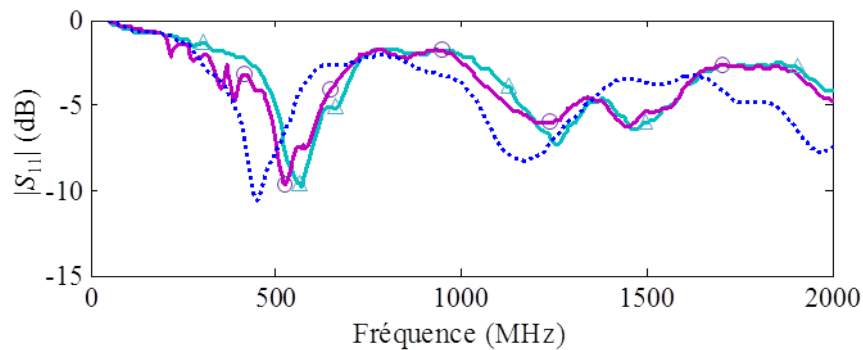


FIGURE 4.24 – Adaptation de l'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé seule (pointillés bleus), dans le radôme (ligne bleu claire avec des marqueurs triangulaires), et dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils (ligne violette avec les marqueurs circulaires).

Les fréquences de résonance ont été décalées en fréquence. Le radôme induit un décalage de 120 MHz de la première fréquence de résonance. Le système complet (antenne, radôme, antenne GPS, 4 fils) subit un décalage fréquentiel de 80 MHz.

Diagramme de rayonnement

Nous mesurons les diagrammes de rayonnement dans la chambre anéchoïque du CCRM en chambre entière (figure 4.25).

Les diagrammes de rayonnement sont représentés figure 4.26 en cartésien pour plus de visibilité. Pour la première fréquence de résonance de l'antenne, les diagrammes de rayonnement sont toujours dipolaires avec le système entier. A la deuxième fréquence de résonance de l'antenne, les diagrammes

de rayonnement sont toujours dipolaires, une légère dissymétrie est constatée due à la présence du radôme-flotteur.

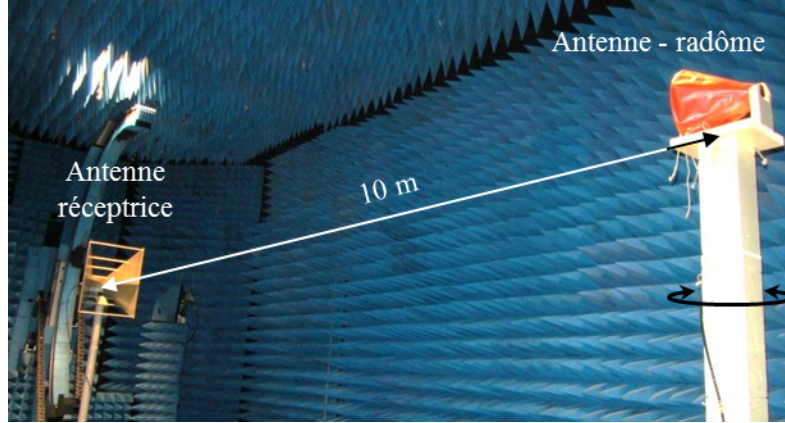
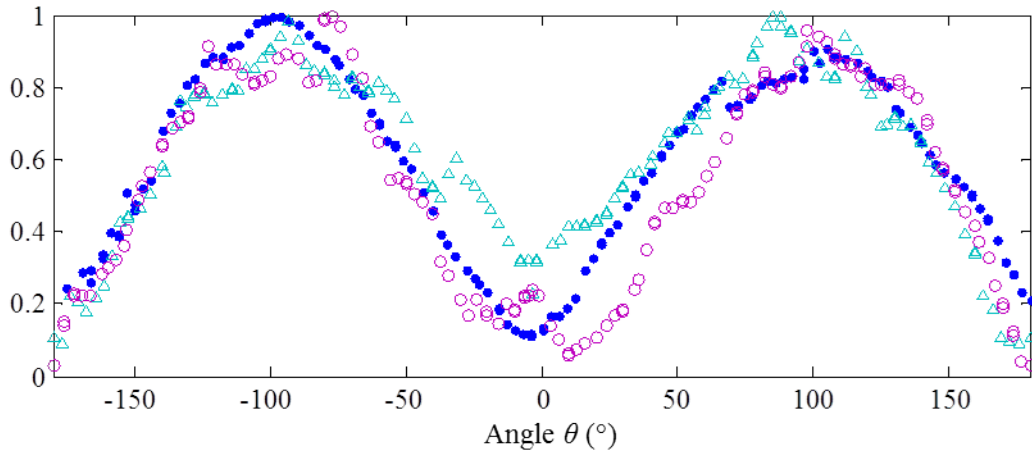
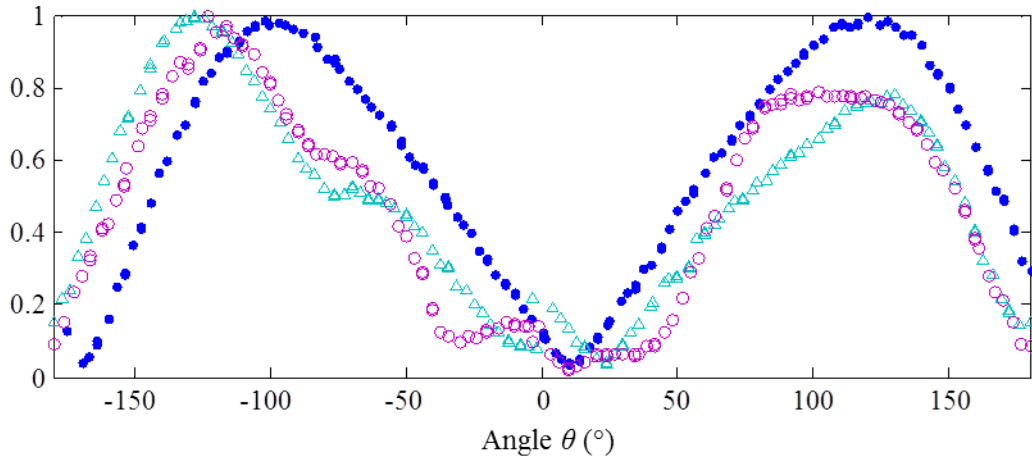


FIGURE 4.25 – Configuration en chambre anéchoïque du CCRM pour mesurer l'antenne dans le radôme



(a) Première fréquence de résonance f'_1



(b) Deuxième fréquence de résonance f'_2

FIGURE 4.26 – Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) dans le plan E de l'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé seule (points bleus), dans le radôme (triangles bleus clairs), et dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils (cercles violets)

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu plusieurs antennes bi-bandes. Nous avons vu que l'ajout d'éléments parasites à un monopôle modifie le mode quadripolaire en mode dipolaire, quelque soit le motif du monopôle. Nous avons donc réalisé des antennes souples bi-bandes dipolaires. L'étude de la dernière antenne insérée dans le radôme-flotteur de la balise BELOCOPA montre qu'il a peu d'influence sur les résultats obtenus. La prochaine étape est donc de concevoir une antenne tri-bande pour couvrir l'ensemble du plan de fréquences du système BELOCOPA.

Conception d'antennes souples multi-bandes

Sommaire

5.1	Antenne en« U » repliée large bande	93
5.1.1	Description de l'antenne	93
5.1.2	Étude de l'antenne en U repliée	94
5.1.3	Étude de l'antenne en U repliée <i>open-sleeve</i>	98
5.2	Application au projet BELOCOPA : antenne à méandre multi-bande	102
5.2.1	Description de l'antenne	103
5.2.2	Adaptation aux fréquences de résonances	104
5.2.3	Étude en champ proche et en champ lointain	104
5.3	Conclusion	108

Afin de répondre au cahier des charges BELOCOPA (trois fréquences de travail), un nouveau concept a été développé afin de passer d'une antenne bi-bande à une tri-bande. Nous nous sommes inspirés d'une part du principe de l'antenne *open-sleeve* développée dans le chapitre précédent, et d'autre part, de travaux sur des antennes rayonnants deux modes dipolaires en associant différents éléments [92,93]. L'élément principal de cette nouvelle antenne a une forme en « U » repliée.

Dans la seconde partie, nous finaliserons cette étude d'antennes par la présentation des premiers résultats de l'antenne multi-bande en méandre devant être intégrée dans le prototype final de la balise BELOCOPA. Nous verrons que cette antenne est dérivée de l'ensemble des résultats que nous avons obtenus sur les antennes précédentes.

5.1 Antenne en« U » repliée large bande

Dans cette partie, nous allons étudier une nouvelle antenne bi-bande en forme de U. Ensuite, nous étudierons son association avec des éléments parasites.

5.1.1 Description de l'antenne

Une nouvelle antenne bi-bande fonctionnant en bande UHF est réalisée sur une surface étroite ($W_0 * L_0 = 50 * 250 \text{ mm}^2$). Cette nouvelle antenne est appelée antenne en « U » repliée puisqu'elle ressemble à un U majuscule avec ses brins repliés vers l'intérieur (figure 5.1a).

L'antenne est réalisée sur le substrat polyester d'épaisseur 0,32 mm avec deux faces enduites de polyuréthane de surface $W_0 * L_0$ (figure 5.1a). Toutes les parties métalliques de l'antenne sont réalisées avec du ruban adhésif cuivré d'épaisseur $35 \mu\text{m}$ et doublées d'un fil métallique. Les dimensions de cette

antenne sont $L_1 = 120$ mm, $L_2 = 100$ mm, $d_1 = 1$ mm, $d_2 = 6$ mm, $d_3 = 7$ mm, $W_2 = 2,5$ mm, $M_1 = 20$ mm. La ligne d'alimentation de l'antenne est une ligne coplanaire d'impédance caractéristique 50Ω et de largeur $W_1 = 5$ mm. La hauteur totale de cette antenne est de $L_1 = 120$ mm, soit une réduction de hauteur par rapport à un monopôle classique de 53 %.

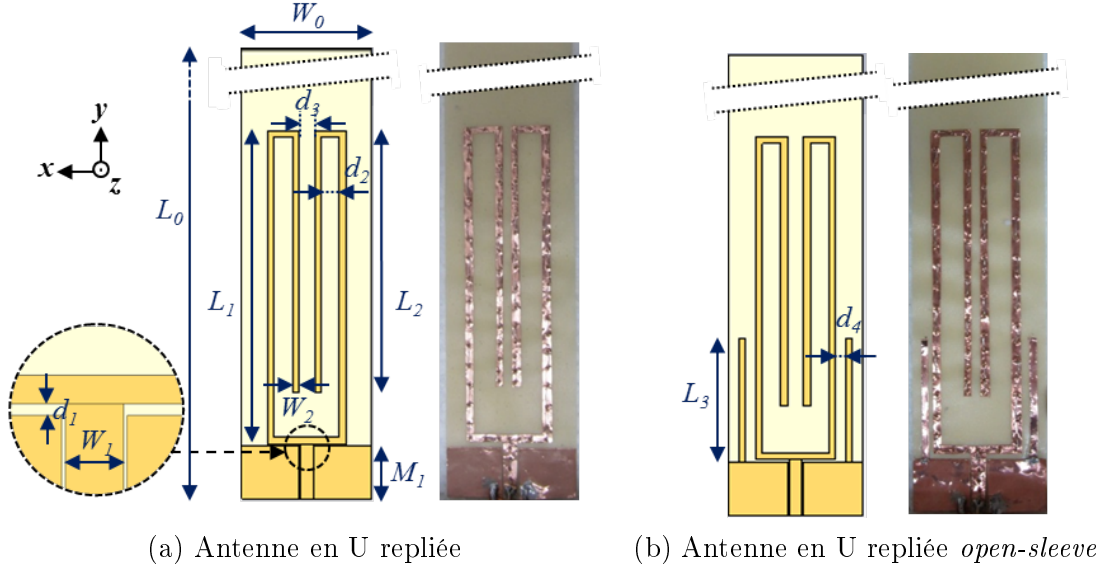


FIGURE 5.1 – Antenne en forme de U avec et sans les deux éléments parasites

L'antenne en U repliée *open-sleeve* est représentée figure 5.1b. Deux éléments parasites de longueur $L_3 = 46$ mm sont ajoutés à l'antenne en U repliée ($d_4 = 3,75$ mm). Ces éléments parasites sont constitués du même matériau et de même largeur W_2 que les pistes de l'antenne en U repliée.

Nous allons dans un premier temps étudier l'antenne en U repliée sans éléments parasites.

5.1.2 Étude de l'antenne en U repliée

Dans cette partie nous allons étudier le fonctionnement de l'antenne en U repliée en termes de coefficient de réflexion, de champ proche et de champ lointain.

5.1.2.1 Fréquences de résonance

Les coefficients de réflexion de l'antenne en U repliée ont été mesurés en chambre anéchoïque sur la bande [300 - 2300] MHz.

Sur la figure 5.2, on voit clairement l'apparition de quatre modes de résonance. Le premier mode de résonance se trouve à la fréquence $f_1 = 590$ MHz, cette fréquence de résonance est due à longueur $L_A = L_1 + d_2 = \lambda_1/4$ de cette antenne. La deuxième résonance ($f_{2,sim} = 875$ MHz en simulation, $f_{2,mes} = 800$ MHz en mesure) correspond à la longueur $L_B = L_2 - d_2 = \lambda_2/4$.

Les deux fréquences de résonance suivantes, la troisième ($f_{3,sim} = 2,8 * f_{1,sim} = 1670$ MHz, $f_{3,mes} = 3,3 * f_{1,mes} = 1730$ MHz) et la quatrième ($f_4 = 2200$ MHz en simulation et mesure à 50 MHz près), correspondent aux modes quadripolaires générées par les longueurs L_A et L_B respectivement.

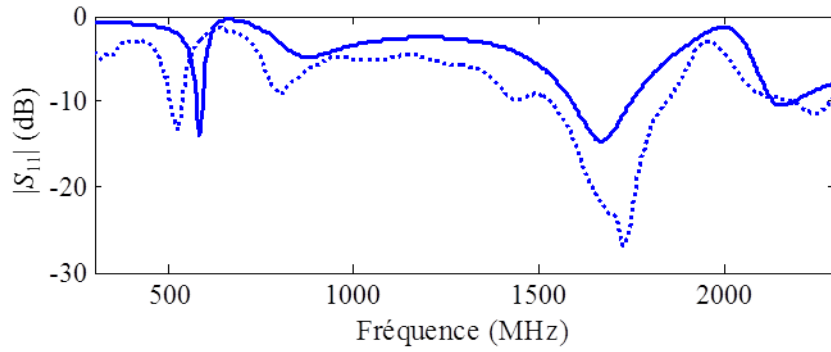


FIGURE 5.2 – Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée) de l'antenne en U repliée

Le fonctionnement de cette antenne à partir de ces résultats peut être approximé comme l'association de deux dipôles non couplés de longueur L_A et L_B .

5.1.2.2 Étude en champ proche

Afin de valider le comportement dipolaire des deux premiers modes, l'antenne en U est mesurée en champ. Le champ magnétique de l'antenne a été mesuré 7 mm au-dessus de l'antenne par la boucle magnétique (figure 5.3).

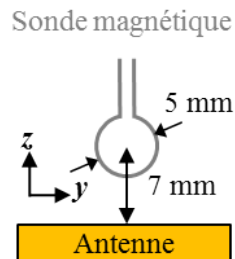


FIGURE 5.3 – Positionnement de la sonde magnétique

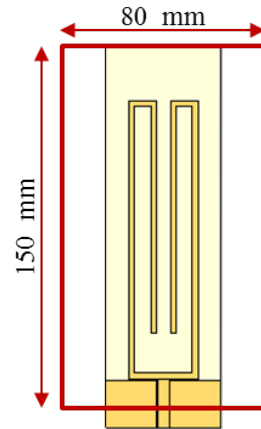
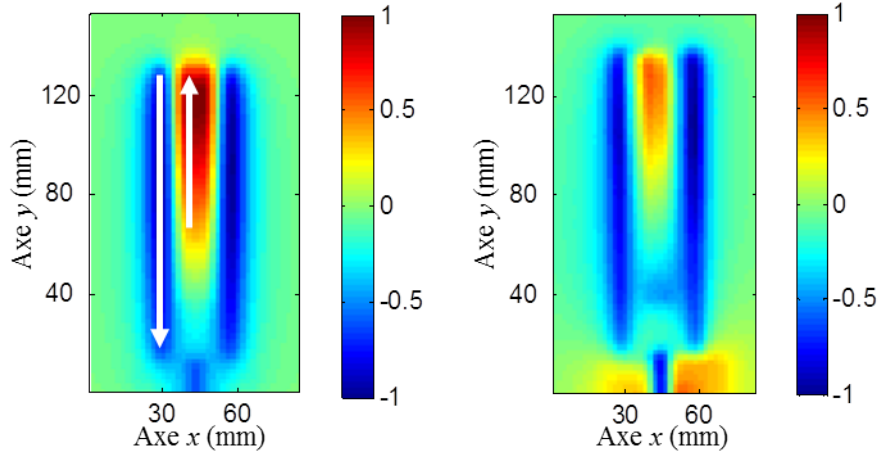


FIGURE 5.4 – Surface scannée de l'antenne U repliée en champ proche

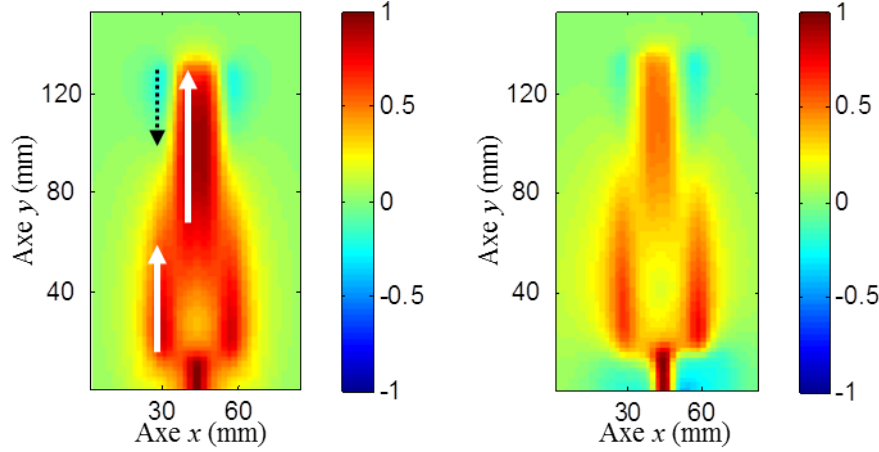
La carte de champ est réalisée avec un pas de 2 mm sur un plan de 150 mm par 80 mm (figure 5.4). Sur la figure 5.5, la piste d'alimentation est représentée en bas au milieu de la figure. Elle est au milieu du plan de masse qui est représenté jusqu'à l'ordonnée $y = 10$ mm. L'antenne est localisée entre les abscisses $x = 15$ et $x = 65$ mm. La partie supérieure des dernières pistes de l'antenne est située à la position $y = 131$ mm.

La figure 5.5a représente la partie réelle du champ magnétique à la première fréquence de résonance en simulation et mesure. Le champ magnétique est en opposition de phase sur les conducteurs intérieurs et extérieurs de l'antenne. Bien que contre intuitif, le courant dans cette configuration a un comportement dipolaire. Effectivement, si on déplaçait le trajet suivi par le courant, on aurait toujours

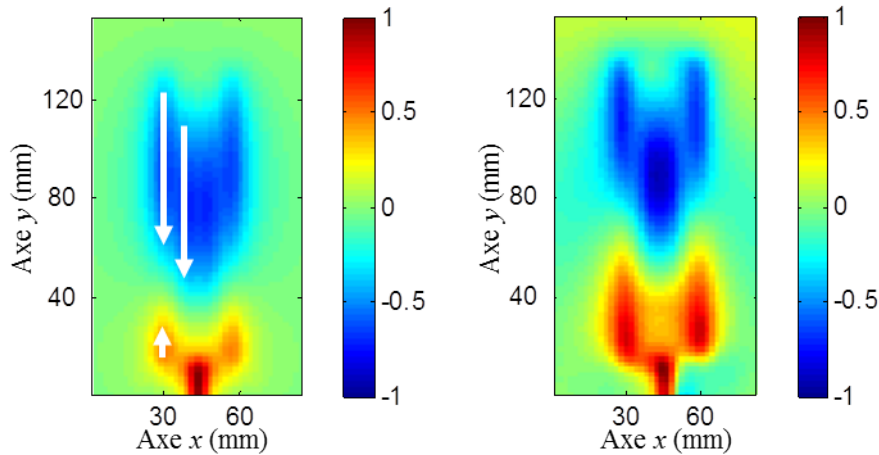
le même sens de circulation pour ce mode. Donc, à la première fréquence de résonance f_1 , l'antenne en U repliée a bien un comportement dipolaire.



(a) f_1 en simulation (à gauche) et en mesure (à droite)



(b) f_2 en simulation (à gauche) et en mesure (à droite)



(c) f_3 en simulation (à gauche) et en mesure (à droite)

FIGURE 5.5 – Antenne U repliée : partie réelle normalisée de H_x à ses trois premières fréquences de résonance. Les flèches indiquent le sens du courant.

La figure 5.5b représente la partie réelle du champ magnétique à la deuxième fréquence de résonance en simulation et mesure. Le champ magnétique a un comportement quadripolaire sur les conducteurs extérieurs et dipolaires sur les conducteurs intérieurs. Dans ce mode, l'antenne en U repliée se comporte exactement comme un monopôle *open-sleeve*. Le comportement de ce mode à f_2 est donc lui aussi dipolaire.

La figure 5.5c représente la partie réelle du champ magnétique à la troisième fréquence de résonance f_3 en simulation et mesure. Le champ magnétique a un comportement quadripolaire.

5.1.2.3 Étude en champ lointain

L'antenne a été mesurée dans la chambre anéchoïque en configuration chambre entière pour vérifier les modes rayonnés en champ lointain sur la bande [300 - 2300] MHz. Sur la figure 5.6, l'antenne est positionnée verticalement au centre du repère polaire. Le haut de l'antenne est situé à $\theta = 0^\circ$ et le plan de masse à $\theta = \pm 180^\circ$.

Pour les deux premières fréquences de résonance, les diagrammes de rayonnement sont effectivement dipolaires en mesure et en simulation. A la fréquence f_3 , les diagrammes de rayonnement en mesure et en simulation sont effectivement quadripolaires. Ils sont asymétriques à cause du plan de masse (lobes en partie inférieure plus petits).

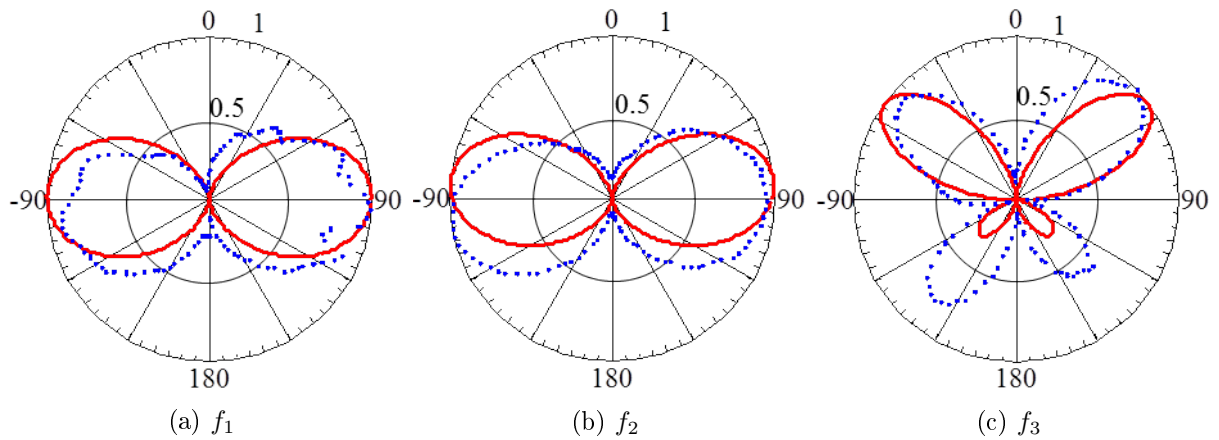


FIGURE 5.6 – Diagramme de rayonnement normalisée en linéaire dans le plan E de l'antenne en U repliée en simulation (ligne rouge) et en mesure (points bleus).

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés sur toute la bande de fréquence étudiée [300 - 2300] GHz. Les diagrammes de rayonnement sur cette bande de fréquence sont représentés sur la figure 5.7. L'ordonnée θ correspond à l'angle θ en coordonnées polaires. Les diagrammes de rayonnement sont présentés en échelles linéaires normalisées par rapport aux maximums.

La carte des diagrammes de rayonnement mesurés pour l'antenne en U repliée (figure 5.7b) est comparée aux résultats de simulation (figure 5.7a). Ces cartes sont en bon accord. Deux zones de rayonnement sont observées. La première zone entre 300 et 1400 MHz est la zone dipolaire avec deux lobes pointant vers $\theta = -90^\circ$ et $+90^\circ$, ensuite la zone quadripolaire entre 1400 et 2300 MHz.

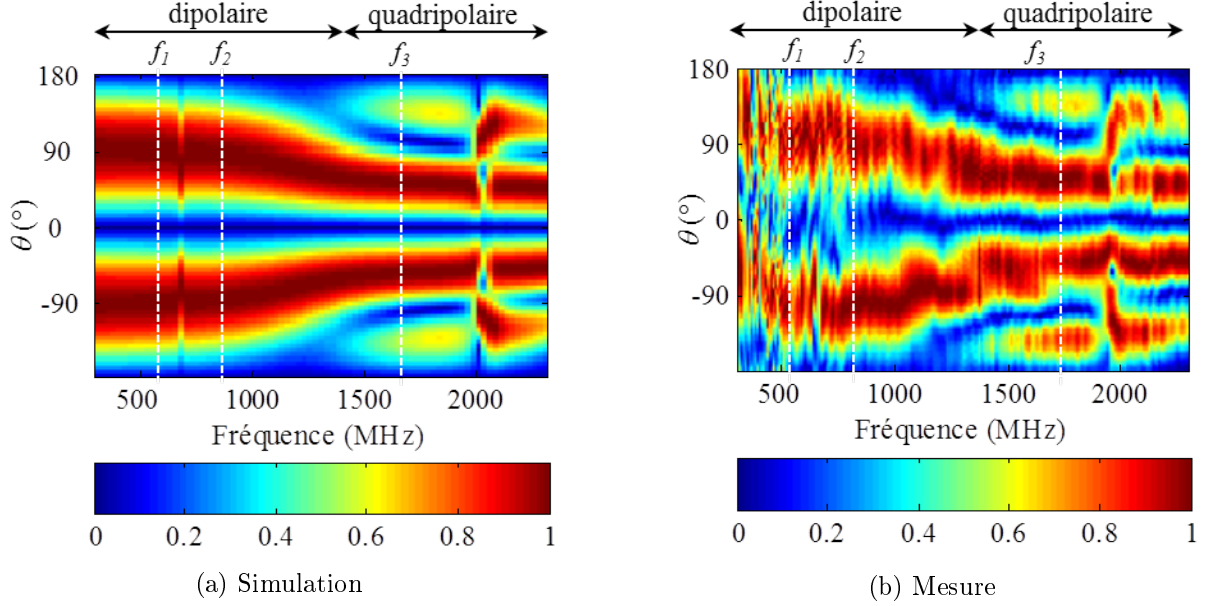


FIGURE 5.7 – Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne U repliée dans le plan E en fonction de la fréquence

5.1.3 Étude de l'antenne en U repliée *open-sleeve*

Dans cette partie, nous allons étudier le fonctionnement de l'antenne en U repliée *open-sleeve* en termes de coefficient de réflexion, de champ proche et de champ lointain. Le but étant d'avoir des modes dipolaires aux trois premières fréquences de résonance de l'antenne U repliée.

5.1.3.1 Fréquences de résonance

Vu la diversité modale de cette antenne, la taille de l'élément parasite est moins évidente à fixer. Pour avoir le comportement le plus adéquate possible, nous avons mené une étude paramétrique sur la dimension L_3 . La figure 5.8 représente l'adaptation de l'antenne U repliée *open-sleeve* sur la bande de fréquence [300–2300] MHz (en abscisse) en fonction de la longueur des résonateurs L_3 (en ordonnée).

Cette figure montre que la taille des résonateurs L_3 n'influence pas d'une manière identique les modes de l'antenne en U. La position fréquentielle du premier mode n'est pas influencée par les éléments parasites jusqu'à ce qu'ils atteignent la taille 75 mm. A cette dimension, on a extinction du premier mode f_1 . Ceci nous fixe donc la taille maximum (75 mm) des éléments parasites.

La position fréquentielle du second mode est lui aussi très peu influencée par les éléments parasites jusqu'à ce qu'ils atteignent la taille 75 mm. A cette dimension, on a extinction du second mode. Par contre, l'ajout d'éléments parasites va améliorer le coefficient d'adaptation de ce mode. Ce résultat était prévisible puisqu'il est identique à celui obtenu pour l'antenne monopôle *open-sleeve*.

La position fréquentielle du troisième mode est quant à elle très influencée par la taille des résonateurs. Plus le résonateur est grand, plus ce mode va résonner en basses fréquences. Pour $L_3 = 40$ mm, les fréquences de résonance du second et troisième mode sont suffisamment proches pour former un mode large bande.

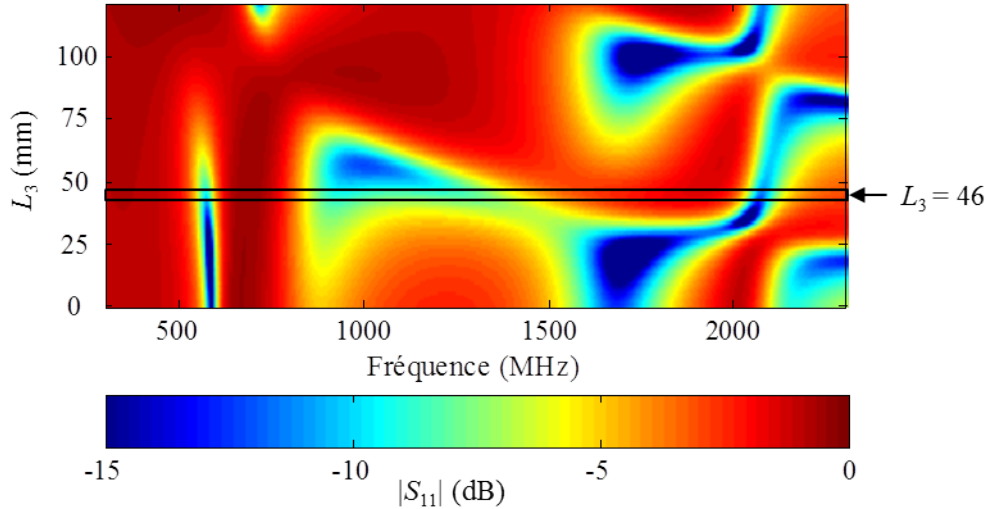


FIGURE 5.8 – Adaptation S_{11} (dB) de l’antenne U repliée sur la bande [300 - 2300] MHz en fonction de la longueur des résonateurs L_3 sur la bande de fréquence [300 – 2300] MHz. L’antenne *open-sleeve* réalisée correspond à $L_3 = 46$ mm (encadré sur la figure).

Avec cette configuration, on obtient une antenne bi-bande avec un mode dipolaire à bande étroite, et un deuxième mode large bande que nous supposons dipolaire par analogie avec le monopôle *open-sleeve*. Afin de valider nos suppositions, la longueur L_3 a été fixée à 46 mm. Les fréquences d’étude sont : $f'_1 = 525$ MHz, $f'_2 = 875$ MHz et $f'_3 = 1030$ MHz.

La figure 5.9 représente le coefficient de réflexion de l’antenne en U repliée *open-sleeve* ($L_3 = 46$ mm) en simulation et en mesure. Bien qu’il y a des légers décalages entre la mesure et la simulation, on retrouve bien nos deux modes résonants, le premier à bande étroite et le second à large bande.

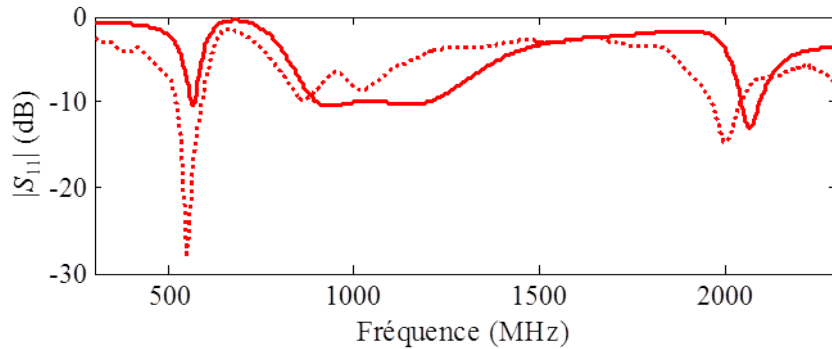


FIGURE 5.9 – Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée) de l’antenne U repliée *open-sleeve*

5.1.3.2 Étude en champ proche

La figure 5.10a représente la partie réelle du champ magnétique à la première fréquence de résonance en simulation et mesure. Le champ magnétique est en opposition de phase sur les conducteurs intérieurs et extérieurs de l’antenne, donc les éléments parasites ne perturbent pas le premier mode

résonant qui reste dipolaire.

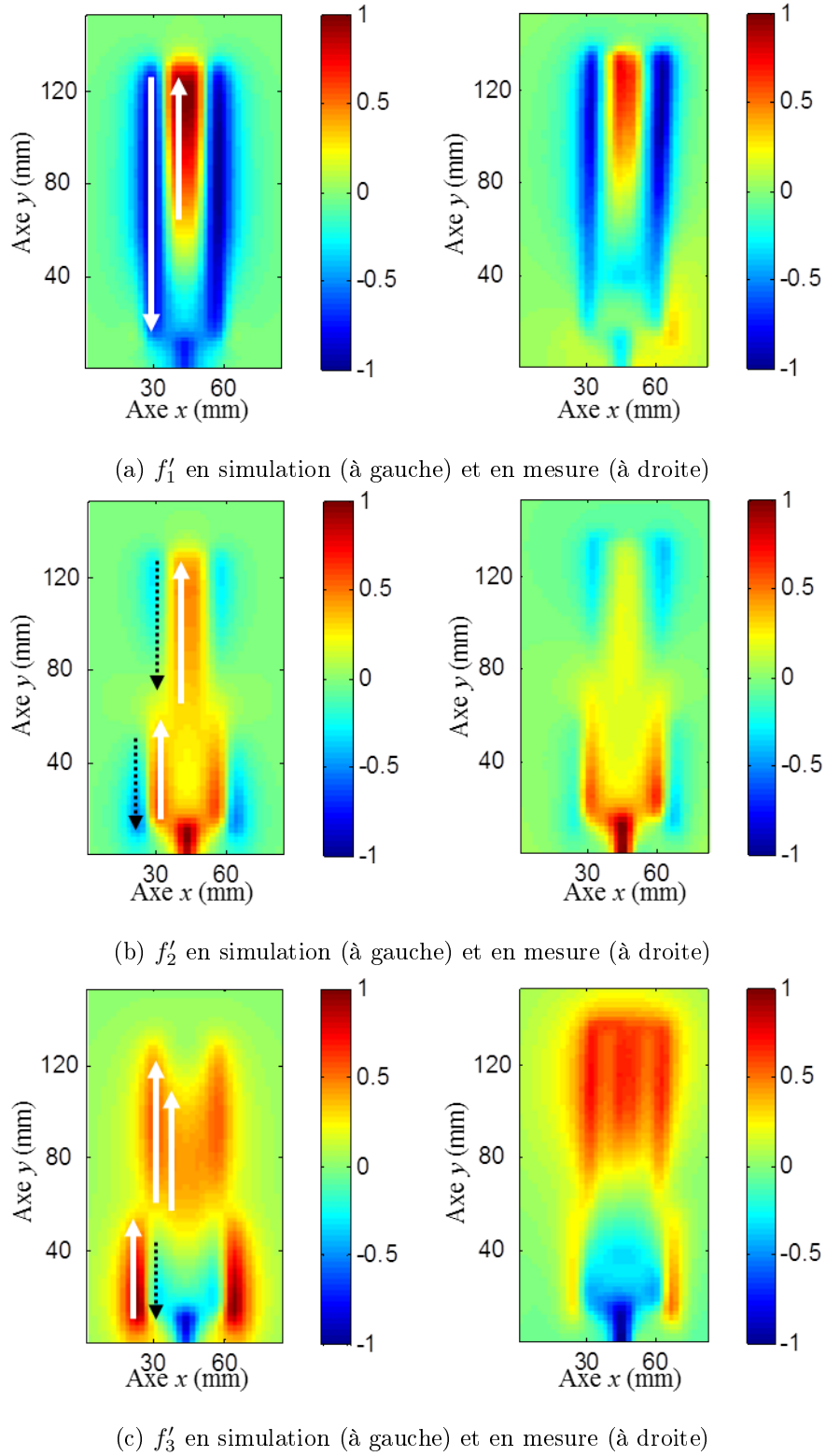


FIGURE 5.10 – Antenne U repliée *open-sleeve* : partie réelle normalisée de H_x à ses trois premières fréquences de résonance. Les flèches indiquent le sens du courant.

La figure 5.10b représente la partie réelle du champ magnétique à la deuxième fréquence de ré-

sonance en simulation et mesure. Le champ magnétique a un comportement quadripolaire sur les conducteurs extérieurs et dipolaires sur les conducteurs intérieurs, les éléments parasites quant à eux ont un comportement dipolaire en opposition de phase avec les conducteurs intérieurs. Ce mode garde son comportement dipolaire, l'ajout des éléments parasites a un effet de circuit d'adaptation.

La figure 5.10c représente la partie réelle du champ magnétique à la troisième fréquence de résonance f'_3 en simulation et mesure. Le champ magnétique a toujours un comportement quadripolaire sur l'antenne en U repliée. Les éléments parasites étant en opposition de phase avec les éléments adjacents du quadripôle de l'antenne en U repliée, ce mode présente un comportement dipolaire, comme dans le cas de l'*open-sleeve*.

Ces cartes de champ confirment bien les résultats prédits dans la partie précédente.

5.1.3.3 Étude en champ lointain

Lorsque les résonateurs sont ajoutés à l'antenne en U repliée, on obtient les trois diagrammes de rayonnement de la figure 5.11. Les trois diagrammes de rayonnement aux trois premières fréquences de résonance sont dipolaires en simulation et en mesure. Le troisième mode quadripolaire a été changé en mode dipolaire en ajoutant les éléments parasites résonant à la troisième fréquence de résonance.

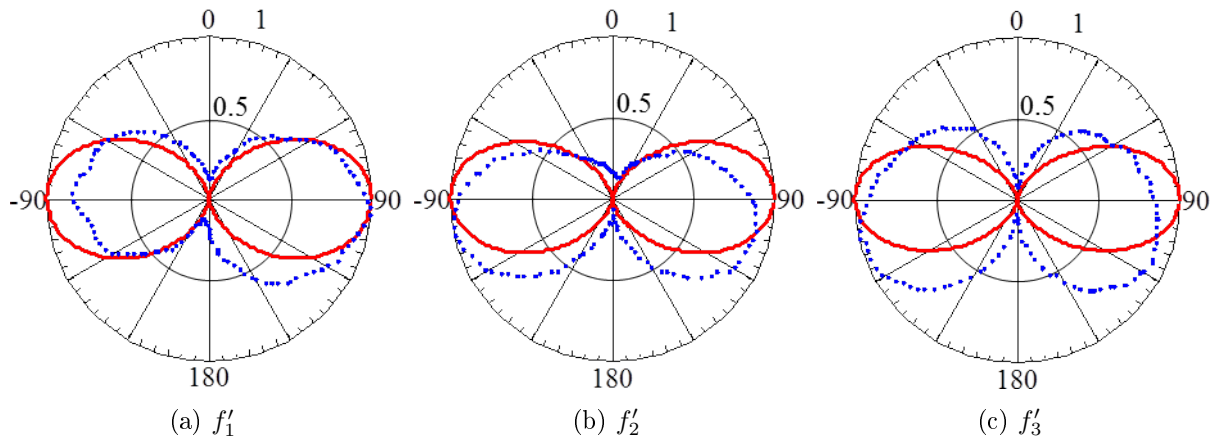


FIGURE 5.11 – Diagramme de rayonnement normalisée en linéaire dans le plan E de l'antenne en U repliée *open-sleeve* en simulation (ligne rouge) et en mesure (points bleus).

Lorsque les résonateurs sont ajoutés, on obtient les cartes de diagrammes de rayonnement de la figure 5.12. La zone quadripolaire a été repoussée plus haut en fréquence par les résonateurs, à 1600 MHz. En mesure, on voit deux lobes jusqu'à 1440 MHz.

L'étude de cette antenne en U repliée nous a permis de réaliser une antenne tri-bande grâce à l'ajout des résonateurs. Deux modes de cette antenne peuvent être fixés juste en travaillant sur les dimensions de l'antenne U repliée tandis que le troisième mode est générée à l'aide des éléments parasites. Cette antenne présente l'avantage d'être très flexible en termes de fréquences de résonance du troisième mode. Effectivement, en fonction de la taille des résonateurs, on peut avoir une antenne tri-bande ou bi-bande large bande.

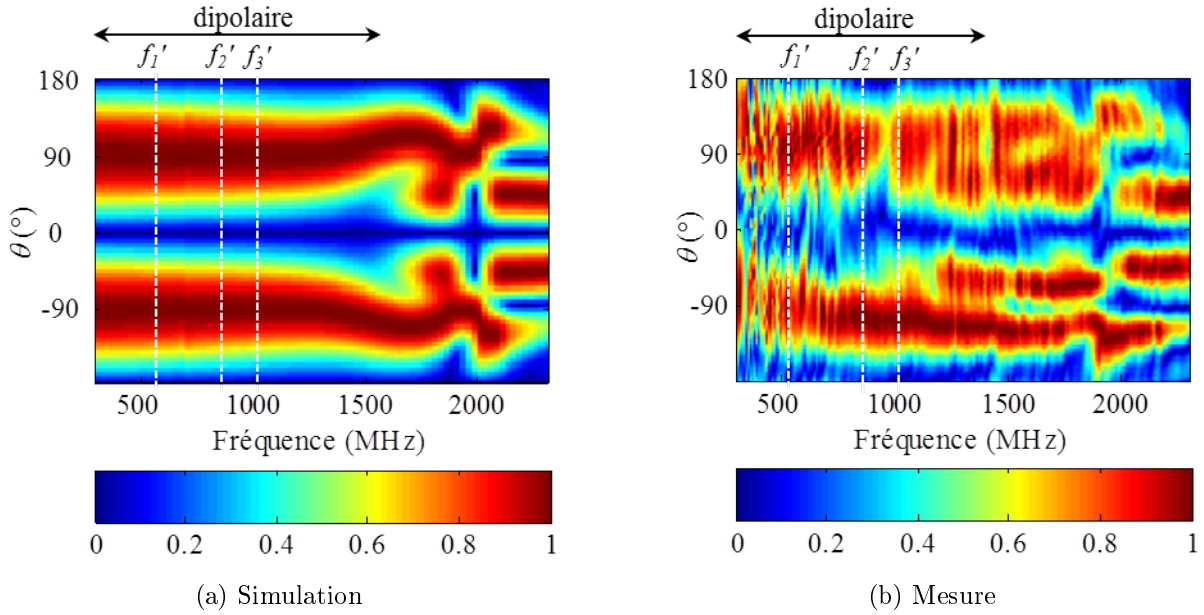


FIGURE 5.12 – Carte de diagrammes de rayonnement (linéaire) normalisés de l'antenne U repliée *open-sleeve* dans le plan E en fonction de la fréquence

5.2 Application au projet BELOCOPA : antenne à méandre multi-bande

Pour rappel, le projet BELOCOPA nécessite une ou des antenne(s) fonctionnant aux fréquences :

- $f_{IAE} = 121.5 \text{ MHz} \rightarrow \lambda_{IAE} = 247 \text{ cm}$
- $f_{SAR} = 406 \text{ MHz} \rightarrow \lambda_{SAR} = 74 \text{ cm}$
- $f_{UHF} = 868 \text{ MHz} \rightarrow \lambda_{UHF} = 35 \text{ cm}$
- $f_{GPS} = 1575.42 \text{ MHz} \rightarrow \lambda_{GPS} = 19 \text{ cm}$

Comme nous l'avions déjà signalé, nous n'intégrons pas le signal GPS dans le plan de fréquences de l'antenne finale qui devra fonctionner simplement aux trois autres fréquences de résonances f_{IAE} , f_{SAR} , f_{UHF} en polarisation rectiligne.

Le volume utile que nous avons à disposition est celui du radôme-flotteur de forme conique, pour lequel les dimensions sont indiquées figure 5.13. Le matériau constituant le radôme est du polyamide d'épaisseur 0,325 mm avec deux faces enduites de polyuréthane. Les résultats concernant sa permittivité sont reportés en annexe B. Dans cet espace, l'antenne GPS est positionnée en partie supérieure du radôme-flotteur. L'alimentation du module GPS, est assurée par quatre fils conducteurs intégrées à l'intérieur radôme (figure 4.23).

L'antenne tri-bande prototype du projet est réalisée sur une paroi qui prend place dans le plan central du radôme-flotteur (figures 5.13-5.14). Cette paroi est constituée principalement du polyamide avec deux faces enduites de polyuréthane (tissu « apsie ripstop »), d'épaisseur 0,0875 mm, complétée par une bande de matériau légèrement extensible pour assurer au gonflage final du radôme-flotteur, une traction judicieusement répartie sur la partie pour la rendre la plus plane possible.

Nous venons d'étudier une antenne souple tri-bande. Elle ne peut cependant être adaptée aux fréquences de résonance du projet car ses dimensions ne permettrait pas son intégration dans le radôme.

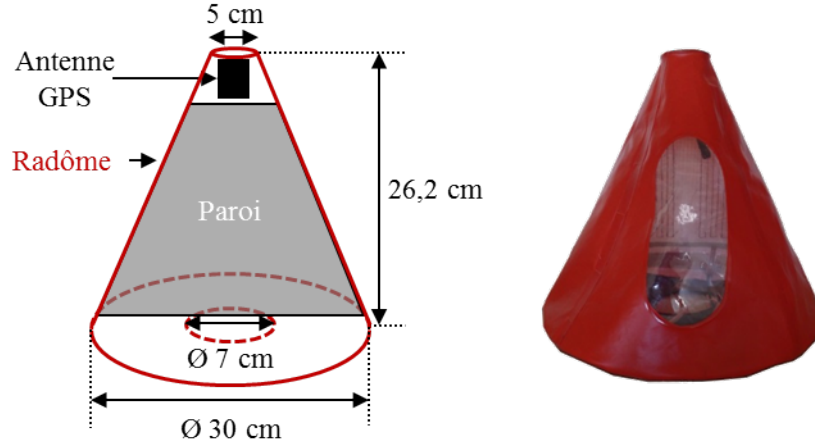


FIGURE 5.13 – Radôme de la bouée BELOCOPA

En effet, l'antenne tri-bande en forme de U repliée *open-sleeve* fonctionne à 550 MHz en plus basse fréquence et ses dimensions doivent être multipliées par 4 ($550/121,5=4$) pour fonctionner à 121,5 MHz. L'étude de cette antenne en U nous a permis de concevoir une antenne naturellement bi-bande avec des diagrammes de rayonnement dipolaires en repliant les pistes à l'intérieur. Nous pouvons utiliser cette méthode pour dimensionner une antenne multi-bande fonctionnant à $f_1 = 121.5$ MHz en plus basse fréquence, intégrable dans le radôme.

5.2.1 Description de l'antenne

Nous réalisons une antenne inspirée de l'antenne en U repliée où cette fois-ci la piste est repliée plusieurs fois entre les deux brins extérieurs (figure 5.14). Cette antenne est réalisée directement sur la paroi du radôme. Le plan de masse, la piste d'alimentation et la piste W_4 sont réalisés avec du tissu métallisé *Shieldit™ Super* d'épaisseur 0,17 mm. Ce tissu a été thermo-collé sur la paroi. Les pistes du méandre ont été cousues sur la paroi avec un fil de cuivre *Liberator™*.

Le repliement à partir des brins extérieurs est réalisée 12 fois à l'intérieur pour fonctionner à la plus basse fréquence $f_1 = 121,5$ MHz. Les dimensions de l'antenne sont représentées dans le tableau 5.1. Chaque paramètre a été optimisé en simulation.

$L_1 = 20$	$W_2 = 151,8$	$H_1 = 35$	$H_6 = 97$	$H_{11} = 156$
$L_2 = 10$	$W_3 = 87,2$	$H_2 = 49$	$H_7 = 108$	$H_{12} = 166$
$L_3 = 7$	$W_4 = 182$	$H_3 = 59$	$H_8 = 120$	$H_{13} = 166$
$L_4 = 10$	$W_5 = 30,4$	$H_4 = 73$	$H_9 = 132$	$g = 3$
$W_1 = 5$	$d = 6,2$	$H_5 = 85$	$H_{10} = 145$	

TABLEAU 5.1 – Dimensions de l'antenne multi-bande à méandre (mm)

L'alimentation de l'antenne n'est pas située au milieu du plan de masse pour obtenir une meilleure adaptation aux trois fréquences de résonances f_{IAE} , f_{SAR} , f_{UHF} (la distance W_2 a été optimisée en simulation).

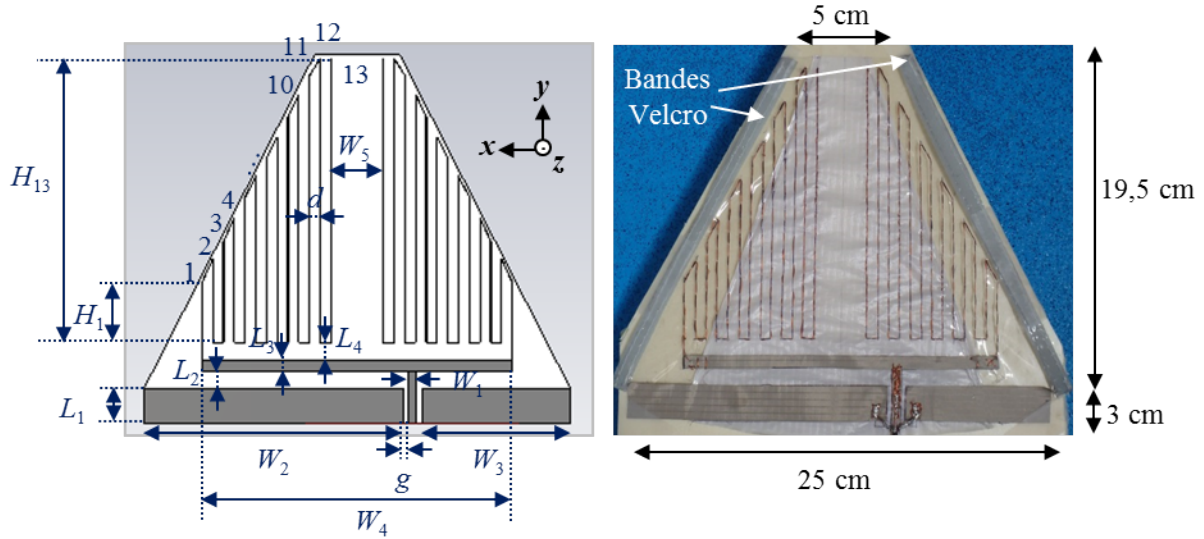


FIGURE 5.14 – Antenne multi-bande simulée (à gauche) et réalisée (à droite)

5.2.2 Adaptation aux fréquences de résonances

L'antenne à méandre résonne à plusieurs fréquences, nous ne regardons que les trois fréquences du projet BELOCOPA dans le tableau 5.2.

	$f_{IAE} = 121,5 \text{ MHz}$	$f_{SAR} = 406 \text{ MHz}$	$f_{UHF} = 868 \text{ MHz}$
Antenne multi-bande dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils	-9 dB	-7 dB	-9 dB
Antenne multi-bande dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils (mesure)	-8 dB	-15 dB	-15 dB

TABLEAU 5.2 – Adaptation de l'antenne multi-bande dans le radôme avec l'antenne GPS et les 4 fils conducteurs aux trois fréquences de résonance f_{IAE} , f_{SAT} , f_{UHF}

Les différences importantes entre la simulation et la mesure sont dues au fait que dans la simulation nous n'intégrons pas tout le système BELOCOPA.

5.2.3 Étude en champ proche et en champ lointain

L'antenne à méandre a été mesurée en champ proche avec la boucle magnétique que nous avons réalisée (figure 5.15). La sonde mesure le champ magnétique 9 mm au-dessus de l'antenne à cause de ses ondulations (figure 5.15c). Les diagrammes de rayonnement sont étudiées en simulation seulement.

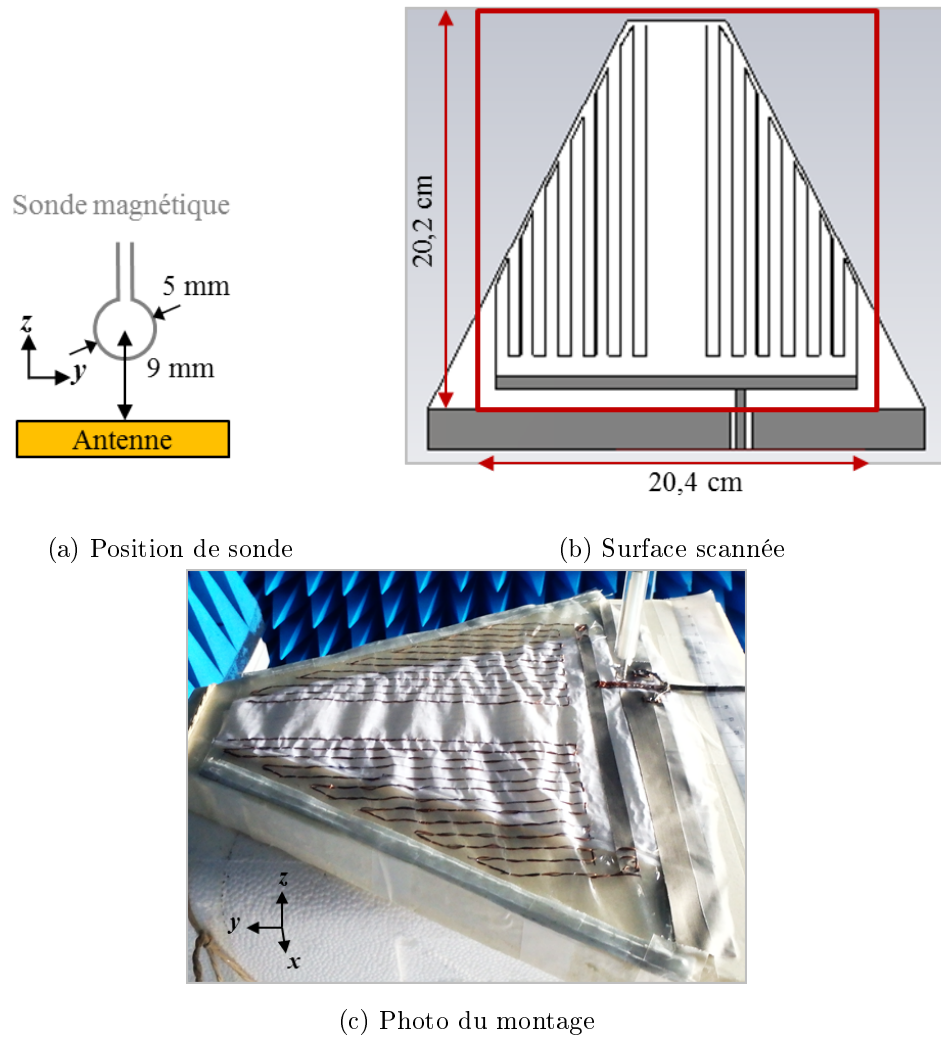


FIGURE 5.15 – Montage expérimental en champ proche pour l’antenne à méandre multi-bande

Première fréquence de résonance f_{IAE}

A la première fréquence de résonance, on observe en champ proche que chaque piste du méandre résonne (figure 5.16). Les cartes de champ en simulation et mesure sont en accord. D’un point de vue champ magnétique, ce mode devrait présenter un rayonnement dipolaire. Néanmoins, nous avons montré dans la première partie de cette qu’une antenne asymétrique donnait un diagramme de rayonnement asymétrique. Notre antenne devra donc rayonner un mode directif dont le rayonnement est orienté selon son plus petit côté vue par l’alimentation [83].

Le diagramme de rayonnement de cette antenne est présenté dans la figure 5.17. Ce diagramme de rayonnement est conforme à l’analyse champ proche.

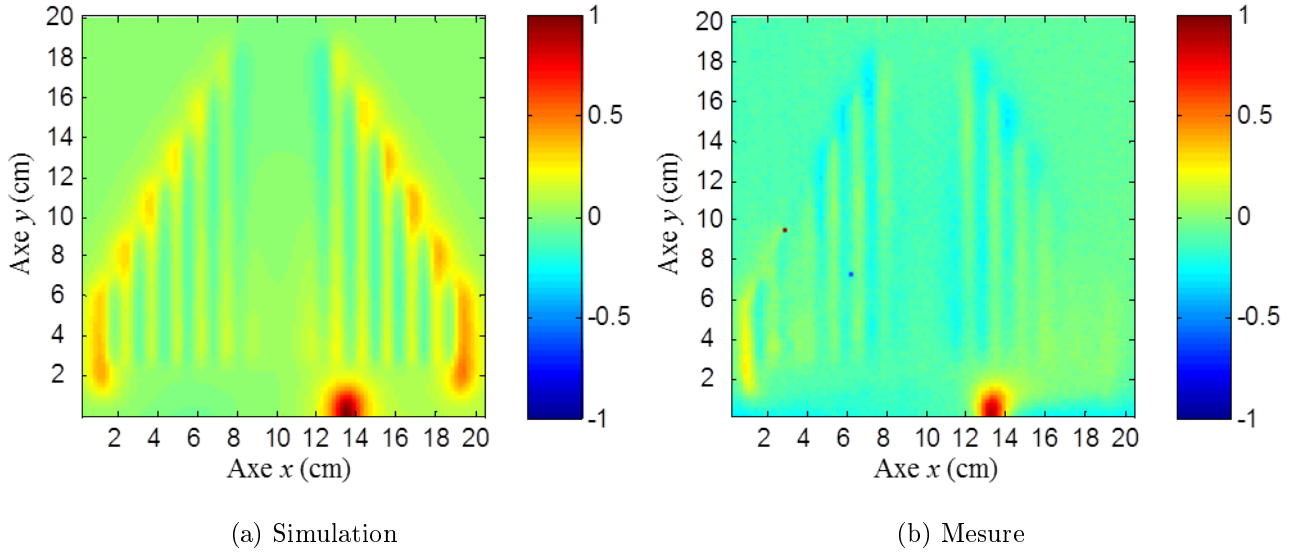


FIGURE 5.16 – Partie réelle normalisée de H_x de l'antenne méandre multi-bande à $f_{IAE} = 121,5$ MHz.

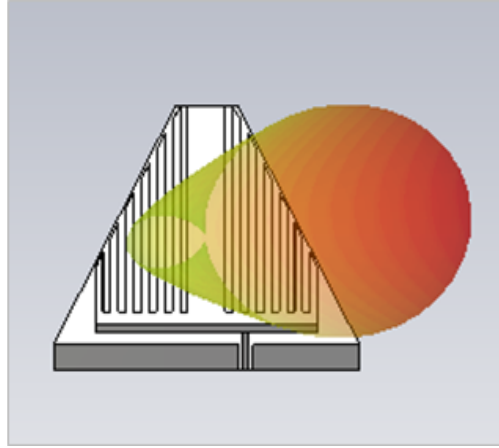


FIGURE 5.17 – Diagramme de rayonnement normalisé (en linéaire) de l'antenne à méandre multi-bande pour la première fréquence du projet $f_{IAE} = 121,5$ MHz en simulation

Deuxième fréquence de résonance f_{SAR}

Pour la deuxième fréquence à 406 MHz, le comportement en champ proche (figure 5.18) est identique à celui de la première fréquence 121,5 MHz, donc on aura aussi un mode dipolaire contraint dans une direction en champ lointain (figure 5.19).

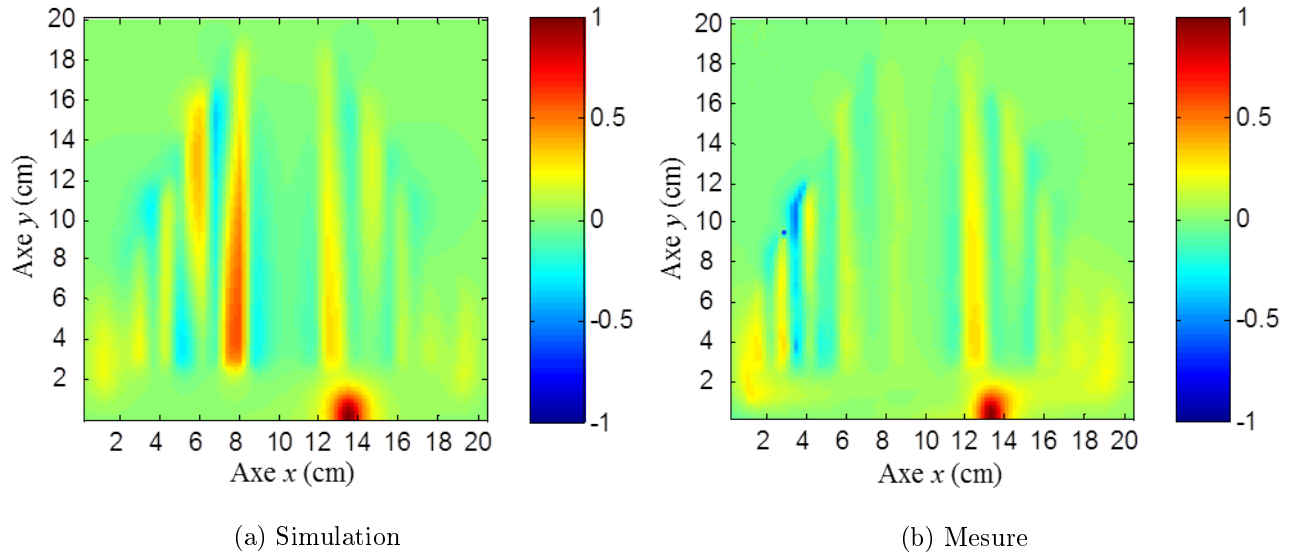


FIGURE 5.18 – Partie réelle normalisée de H_x de l'antenne méandre multi-bande à $f_{SAR} = 406$ MHz.

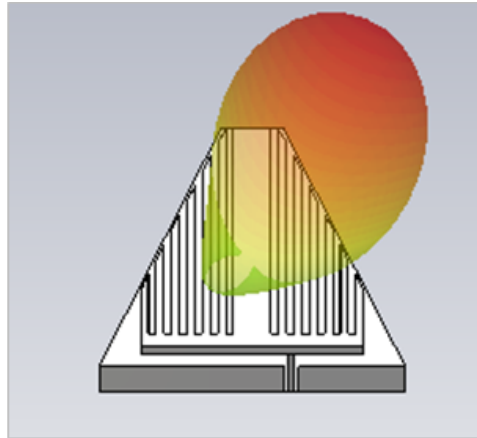


FIGURE 5.19 – Diagramme de rayonnement normalisé (en linéaire) de l'antenne à méandre multi-bande pour la deuxième fréquence du projet $f_{SAR} = 406$ MHz en simulation

Troisième fréquence de résonance f_{UHF}

A 868 MHz, les cartes de champ magnétique simulé et mesuré sont en accord (figure 5.20), ils montrent que la partie droite de l'antenne se comporte comme un réflecteur vis-à-vis de la partie gauche de notre antenne. Donc, on obtient bien un diagramme de rayonnement dipolaire contraint dans une direction (inverse à celle des deux premiers modes), (figure 5.21).

Cette antenne répond bien au cahier des charges BELOCOPA.

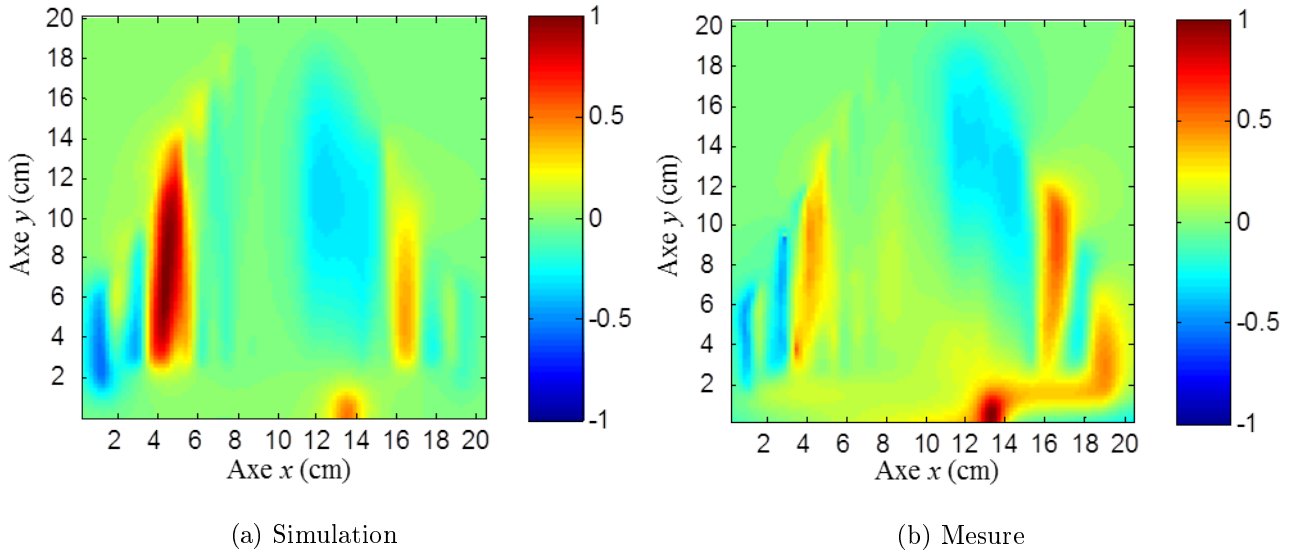


FIGURE 5.20 – Partie réelle normalisée de H_x de l'antenne méandre multi-bande à $f_{UHF} = 868$ MHz.

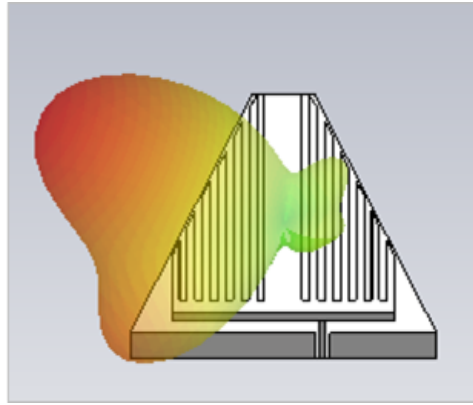


FIGURE 5.21 – Diagramme de rayonnement normalisé (en linéaire) de l'antenne à méandre multi-bande pour la troisième fréquence du projet $f_{UHF} = 868$ MHz en simulation

5.3 Conclusion

Pour converger vers le système final pour une intégration complète du prototype de la balise, nous avons réalisé dans un premier temps une antenne tri-bande à l'aide d'éléments parasites, l'antenne en forme de « U » repliée *open-sleeve*. Dans un second temps, suite à de nouvelles incompatibilités d'ordre dimensionnelles, nous nous sommes inspirés de cette antenne en U repliée afin de réaliser l'antenne finale du projet BELOCOPA fonctionnant aux trois fréquences f_{IAE} , f_{SAT} , f_{UHF} . Cette antenne multi-bande sera intégrée dans le radôme-flotteur du prototype final de la balise qui sera au cœur des essais de terrain dans les mois prochains.

Conclusion

Le projet BELOCOPA a donc débuté suite aux recommandations publiées dans le rapport du BEA de juillet 2012 suite à l'accident du vol AF447. Le consortium des trois PME régionales associées à deux laboratoires de recherches ont eu comme ligne directrice le développement d'un prototype de balise de détresse éjectable automatiquement lors d'un crash maritime. Cette balise a pour double objectifs de localiser rapidement le lieu de l'accident pour porter secours à d'éventuels rescapés et de récupérer les données de vol principales pour une compréhension rapide des raisons de l'accident.

TETHYS (Signes, 83) spécialiste de la pyrotechnique, pilotait le projet et avait pour rôle de concevoir et d'équiper le prototype du système d'éjection automatique et de gonflage du flotteur principal. ACSA du Groupe ALCEN dans la périphérie Aixoise (13), avait en charge toute la partie gestion de l'énergie et des systèmes électroniques. Enfin, ISEI située à Aix en Provence (13), avait en charge la mémoire durcie de la balise, en quelques sortes la « pseudo boîte noire », et les diverses interfaces avioniques. Le laboratoire MSMP - Arts et Métiers ParisTech, avait en charge les études des contraintes mécaniques liées aux chocs et à l'éjection de la balise hors de l'aéronef accidenté. Enfin nous avons en charge, au sein de l'Institut Fresnel, toute l'étude de tout le système antenne de la balise BELOCOPA.

Ce système antenne est constitué d'une part, d'un radôme-flotteur qui assure le maintien en surface de la balise durant la période post crash et d'autre part, de l'ensemble antenne interne au radôme qui joue le rôle de flotteur. Cet ensemble antenne doit répondre au cahier des charges du projet et plus précisément au plan de fréquence correspondant. A ce titre, les antennes doivent permettre dans un premier temps d'assurer les fonctions d'alertes en émettant des signaux de détresse dès que la balise a atteint la surface. Ces signaux de détresse regroupent le signal aéronautique de détresse général sur la fréquence de 121,5 MHz et le signal satellitaire Cospas-Sarsat à la fréquence de 406 MHz. Dans un deuxième temps, dès que la balise est repérée et localisée, le système antenne de la balise doit permettre d'établir une liaison UHF bidirectionnelle entre la balise et les patrouilleurs maritimes aéroportés ou de surface. Un système de réception GPS complète cet ensemble d'antennes dans le flotteur-radôme.

Pour aboutir à l'antenne multi-bande du prototype de la balise qui doit effectuer des tests de terrain à l'automne 2014, nous avons observé deux grandes parties dans ce travail. La première partie concernait la caractérisation électromagnétique des matériaux (radôme, substrats souples d'antennes). La deuxième partie concernait l'étude même des antennes internes au radôme. Dans un premier temps, nous avons effectué une approche conceptuelle de ces antennes ce qui nous a permis de tester notre processus d'étude. Ce processus comportait une première étape de simulation informatique des motifs antennaires, puis une étape expérimentale de vérification des cartes de champs proches pour imager les répartitions des courants pour bien comprendre le fonctionnement de nos antennes. Enfin, des mesures en champ lointain de diagramme de directivité a permis une validation finale. Pour cela, il nous a semblé important de présenter succinctement les divers moyens expérimentaux utilisés, à savoir un scanner en champ proche et des moyens de mesures en champs lointain dans une grande chambre anéchoïque.

La première approche conceptuelle du troisième chapitre, nous montre qu'un système global structuré autour d'antennes discrètes regroupées sur un même plan de masse n'était pas viable pour ce projet. En effet, ce genre de solution était tout d'abord trop encombrant, et ne permettait pas d'être plié comme le préconisait le cahier des charges du projet et surtout ne répondait pas aux spécifications de rayonnement recherchées. Donc cette approche nous a seulement permis d'aiguiller l'étude vers une autre solution d'antenne dipolaire multi-bande sur substrat souple.

Pour étudier ce type d'antennes nous avons dû trouver des solutions technologiques concernant la réalisation des motifs rayonnants et des plans de masses. Rapidement, les solutions se sont orientées vers des motifs cousus avec des fils à coudre en cuivre (*Syscom Advanced Material, Inc., USA*). Pour les plans de masses, nous avons opté pour des tissus aluminisés (*ShieldIt Super*). Pour renforcer ces tissus aluminisés et surtout pour assurer les soudures entre les éléments rayonnants cousus et les câbles coaxiaux d'alimentation, nous avons effectué une couture redondante. Cette solution mixte nous permet maintenant de proposer des systèmes rayonnants connectés qui peuvent être pliés dans des volumes très réduits (contraintes aéronautiques) et surtout permettant un déploiement rapide suite au gonflage pyrotechnique (principe identique des airbags automobiles).

Ainsi dans les derniers chapitres de ce mémoire, nous reprenons le principe de l'association d'éléments résonnants parasites pour modifier les modes de rayonnement quadripolaire vers un rayonnement dipolaire d'antenne monopôle sur plan de masse. Dans ces conditions, nous réalisons une antenne présentant des diagrammes de rayonnement dipolaires à plusieurs fréquences. Nous résolvons ainsi le problème de la conception d'antennes présentant un diagramme dipolaires, donc omnidirectionnel dans le plan azimutal.

En résumé, ce travail synthétisé dans ce mémoire, nous a permis en plus d'exploiter la technique de mesures de caractéristiques électromagnétiques des matériaux fins et souples constituant le radôme et les substrats, de proposer des concepts d'antennes souples multi-bande et surtout avec des rayonnements dipolaires sur deux ou trois bandes de fréquences distinctes.

Ce concept d'antennes peut être décliné à d'autres applications maritimes avec l'intégration de ce type d'antennes dans des canots gonflables, des gilets de sauvetages, ou à des applications terrestres comme l'intégration de ce type d'antennes dans des systèmes gonflables de sécurité, d'indication, de géolocalisation. Enfin, ce type d'antennes pourrait être implantable sur des surfaces conformées rigides ou souples. La grande simplicité de ce design permet d'envisager un très large panel d'applications.

Pour conclure, la validation finale de l'ensemble de ces travaux ne sera effective qu'à la suite des résultats des tests de terrain du prototype de la balise (figure 5.22). Il est prévu plusieurs types de tests : des tests de fonctionnement basiques de l'ensemble de la balise (pyrotechnique, électronique, radio et télécommunication) qui seront tout d'abord fait en statique puis en configuration réelle à savoir en mer. A ce jour de la mise sous presse de ce manuscrit, les dates exactes de ces tests ne sont pas encore fixées mais devraient avoir lieu avant la fin de l'année 2014, date à laquelle les trois ans du projet prennent fin.

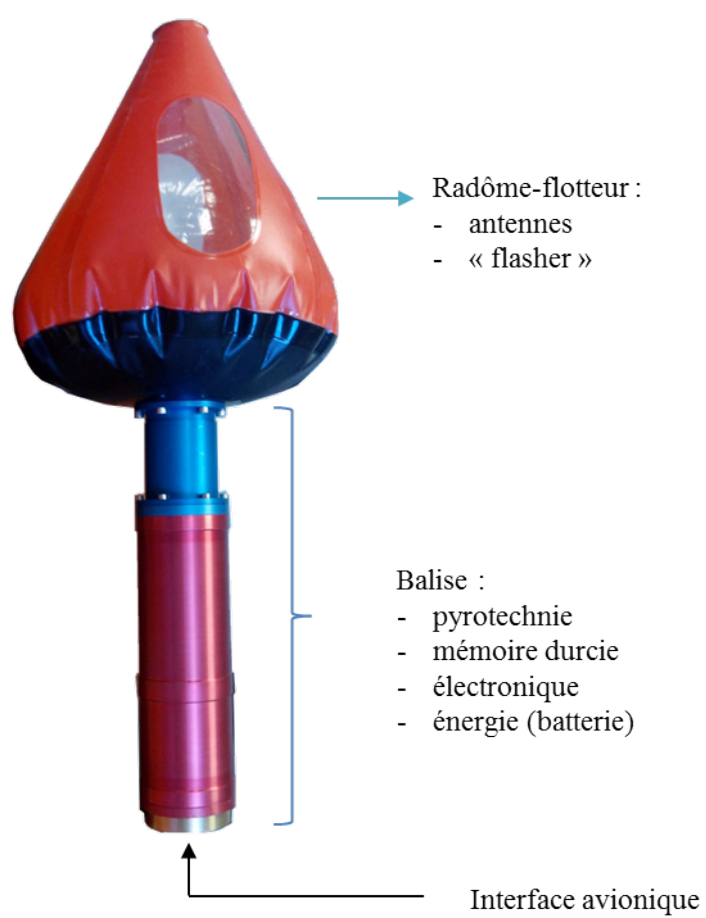


FIGURE 5.22 – Balise BELOCOPA

Bibliographie

- [1] Rapport final du BEA sur le vol AF447, [http ://www.bea.aero/docspa/2009/f-cp090601/pdf/f-cp090601.pdf](http://www.bea.aero/docspa/2009/f-cp090601/pdf/f-cp090601.pdf). (Cité page 19.)
- [2] K. S. Min, Y. H. Park, and K. W. Im. Design for sonsbuoy transmitting antenna for anti submarine warfare. In *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP) Sendai*, pages 1201–1204, 2004. (Cité pages 20, 67 et 69.)
- [3] A. A. Serra, P. Nepa, and G. Manara. A wearable two-antenna system on a life jacket for cospas-sarsat personal locator beacons. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 60(2) :1035–1042, 2012. (Cité page 20.)
- [4] J. Lilja, V. Pynttari, T. Kaija, R. Makinen, E. Halonen, H. Sillanpaa, J. Heikkinen, M. Mantysalo, P. Salonen, and P. de Maagt. Body-worn antennas making a splash : Lifejacket-integrated antennas for global search and rescue satellite system. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 55(2) :324–341, 2013. (Cité page 20.)
- [5] Dossier de presse du pôle de compétitivité Pégase, [http ://www.pole-pegase.com/documents/Documents/dossier_de_presse_BELOCOPA.pdf](http://www.pole-pegase.com/documents/Documents/dossier_de_presse_BELOCOPA.pdf). (Cité pages 21 et 22.)
- [6] Cospas-Sarsat, système international de satellite pour les recherches et sauvetages, [http ://www.cospas-sarsat.int/fr/](http://www.cospas-sarsat.int/fr/). (Cité page 21.)
- [7] Pôle de compétitivité Pégase, [http ://www.pole-pegase.com/](http://www.pole-pegase.com/). (Cité page 22.)
- [8] European frequency management manual, International Civil Aviation Organization, EUR Doc 011, december 2013. (Cité page 23.)
- [9] CNES, Cospas-Sarsat, [http ://www.cnes.fr/web/CNES-fr/659-cospas-sarsat.php](http://www.cnes.fr/web/CNES-fr/659-cospas-sarsat.php). (Cité page 23.)
- [10] S. Roberts and A. Von Hippel. A new method for measuring dielectric constants and loss in the range of centimeter waves. *Journal of Applied Physics*, 17(7) :610–616, 1946. (Cité pages 27 et 35.)
- [11] B. W. Hakki and P. D. Coleman. A dielectric resonator method of measuring inductive capacities in the millimeter range. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 8(4) :402–410, 1960. (Cité page 27.)
- [12] W. E. Courtney. Analysis and evaluation of a method of measuring the complex permittivity and permeability microwave insulators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 18(8) :476–485, 1970. (Cité page 27.)
- [13] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, and V. K. Varadan. A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 38(3) :789–793, 1989. (Cité pages 27 et 31.)
- [14] V. V. Varadan, R. D. Hollinger, D. K. Ghodgaonkar, and V. K. Varadan. Free-space, broadband measurements of high-temperature, complex dielectric properties at microwave frequencies. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 40(5) :842–846, 1991. (Cité pages 27 et 31.)
- [15] A. M. Nicolson and G. F. Ross. Measurement of the intrinsic properties of materials by time-domain techniques. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 19(4) :377–382, 1970. (Cité pages 27, 30, 31, 35, 36 et 45.)

- [16] W. B. Weir. Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies. *Proceedings of the IEEE*, 62(1) :33–36, 1974. (Cité pages 27, 35, 36 et 46.)
- [17] M. A. Stuchly and S. S. Stuchly. Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies-a review. *Instrumentation and Measurement, IE EE Transactions on*, 29(3) :176–183, 1980. (Cité page 27.)
- [18] E. J. Vanzura, J. R. Baker-Jarvis, J. H. Grosvenor, and M. D. Janezic. Intercomparison of permittivity measurements using the transmission/reflection method in 7-mm coaxial transmission lines. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 42(11) :2063–2070, 1994. (Cité page 27.)
- [19] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, J. H. Grosvenor Jr, and R. G. Geyer. Transmission/reflection and short-circuit line methods for measuring permittivity and permeability. Technical report, 1993. (Cité pages 27, 36, 43, 44 et 47.)
- [20] B. Meng, J. Booske, and R. Cooper. A system to measure complex permittivity of low loss ceramics at microwave frequencies and over large temperature ranges. *Review of scientific instruments*, 66(2) :1068–1071, 1995. (Cité page 27.)
- [21] S S. Stuchly, C. L. Sibbald, and J. M. Anderson. A new aperture admittance model for open-ended waveguides. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 42(2) :192–198, 1994. (Pas cité.)
- [22] C. L. Pournaropoulos and D. K. Misra. The co-axial aperture electromagnetic sensor and its application in material characterization. *Measurement Science and Technology*, 8(11) :1191, 1997. (Cité pages 27 et 34.)
- [23] J. Baker-Jarvis, E. J. Vanzura, and W. A. Kissick. Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 38(8) :1096–1103, 1990. (Cité pages 27 et 35.)
- [24] J. Baker-Jarvis, R. G. Geyer, and P. D. Domich. A nonlinear least-squares solution with causality constraints applied to transmission line permittivity and permeability determination. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 41 :646–652, 1992. (Cité page 27.)
- [25] A.-H. Boughriet, C. Legrand, and A. Chapoton. Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 45(1) :52–57, 1997. (Cité page 27.)
- [26] B. Riddle, J. Baker-Jarvis, and J. Krupka. Complex permittivity measurements of common plastics over variable temperatures. *Microwave theory and techniques, IEEE Transactions on*, 51(3) :727–733, 2003. (Cité page 27.)
- [27] W. J. Ellison, K. Lamkaouchi, and J.-M. Moreau. Water : A dielectric reference. *Journal of Molecular Liquids*, 68(2) :171–279, 1996. (Cité page 27.)
- [28] H. C. F. Martens, J. A. Reedijk, and H. B. Brom. Measurement of the complex dielectric constant down to helium temperatures. i. reflection method from 1 mhz to 20 ghz using an open ended coaxial line. *Review of Scientific Instruments*, 71(2) :473–477, 2000. (Cité page 27.)
- [29] P. Petong, R. Pottel, and U. Kaatze. Water-ethanol mixtures at different compositions and temperatures. a dielectric relaxation study. *The Journal of Physical Chemistry A*, 104(32) :7420–7428, 2000. (Cité pages 27 et 52.)
- [30] O. Ogunlade, R. D. Pollard, and I. C. Hunter. A new method of obtaining the permittivity of liquids using in-waveguide technique. *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, 16(6) :363–365, 2006. (Cité page 27.)

- [31] S. D. Logsdon. Soil dielectric spectra from vector network analyzer data. *Soil Science Society of America Journal*, 69(4) :983–989, 2005. (Cité page 27.)
- [32] C. M. Portela, J. B. Gertrudes, M. C. Tavares, and J. Pissolato. Earth conductivity and permittivity data measurements : Influence in transmission line transient performance. *Electric power systems research*, 76(11) :907–915, 2006. (Cité page 27.)
- [33] M. Adous, P. Qu  ff  lec, and L. Laguerre. Coaxial/cylindrical transition line for broadband permittivity measurement of civil engineering materials. *Measurement Science and Technology*, 17(8) :2241, 2006. (Cité pages 27 et 37.)
- [34] D. Ba and P. Sabouroux. *EpsiMu*, a toolkit for permittivity and permeability measurement in microwave domain at real time of all materials : applications to solid and semisolid materials. *Microwave and Optical Technology Letters*, 52(12) :2643–2648, 2010. (Cité pages 27, 37 et 51.)
- [35] T. W. Athey, M. A. Stuchly, and S. S. Stuchly. Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line : Part i. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 30(1) :82–86, 1982. (Cité pages 27 et 34.)
- [36] M. A. Stuchly, T. W. Athey, G. M. Samaras, and G. E. Taylor. Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line : Part ii- experimental results. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 30(1) :87–92, 1982. (Cité pages 27 et 34.)
- [37] Z. Awang, F. A. M. Zaki, N. H. Baba, A. S. Zoolfakar, and R. A. Bakar. A free-space method for complex permittivity measurement of bulk and thin film dielectrics at microwave frequencies. *Progress In Electromagnetics Research B*, 51, 2013. (Cité page 27.)
- [38] M. E. de Cos and F. Las-Heras. Polypropylene-based dual-band cpw-fed monopole antenna [antenna applications corner]. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 55(3) :264–273, 2013. (Cité page 27.)
- [39] M. Lazebnik, L. McCartney, D. Popovic, C. B. Watkins, M. J. Lindstrom, J. Harter, S. Sewall, A. Magliocco, J. H. Booske, M. Okoniewski, et al. A large-scale study of the ultrawideband microwave dielectric properties of normal breast tissue obtained from reduction surgeries. *Physics in Medicine and Biology*, 52(10) :2637, 2007. (Cité page 27.)
- [40] A. R. Von Hippel. *Dielectrics and Waves*. Wiley, New York, 1954. (Cité page 28.)
- [41] A. R. Von Hippel. *Dielectrics Materials and Applications*. Wiley, New York, 1954. (Cité page 28.)
- [42] L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, and V. K. Varadan. *Microwave electronics : measurement and materials characterization*. John Wiley & Sons, 2004. (Cité pages 28, 32, 34, 36 et 39.)
- [43] A. H. Muqaibel and A. Safaai-Jazi. A new formulation for characterization of materials based on measured insertion transfer function. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 51(8) :1946–1951, 2003. (Cité page 31.)
- [44] Hvs Technologies Inc. Automated free space measurement system, www.hellotrader.com/hvs-technologies/automated-free-space-measurement-system.html. (Cité page 31.)
- [45] M.-Q. Lee and S. Nam. An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant. *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, 6(4) :168–170, 1996. (Cité page 33.)
- [46] P. Qu  ff  lec, M. Le Floc’h, and P. Gelin. Broad-band characterization of magnetic and dielectric thin films using a microstrip line. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 47(4) :956–963, 1998. (Cité page 34.)

- [47] C. M. Weil, C. A. Jones, Y. Kantur, and J. H. Grosvenor Jr. On rf material characterization in the stripline cavity. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 48(2) :266–275, 2000. (Cité page 34.)
- [48] E. Salahun, P. Quéffélec, M. Le Floch, and P. Gelin. A broadband permeameter for “in situ” measurements of rectangular samples. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 37(4) :2743–2745, 2001. (Cité page 34.)
- [49] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, and K. Mahdjoubi. Investigation of flexible textile antennas and amc reflectors. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012, 2012. (Cité page 34.)
- [50] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, P. D. Domich, and R. G. Geyer. Analysis of an open-ended coaxial probe with lift-off for nondestructive testing. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 43(5) :711–718, 1994. (Cité page 34.)
- [51] M. M. Brandy, S. A. Symons, and S. S. Stuchly. Dielectric behavior of selected animal tissues in vitro at frequencies from 2 to 4 ghz. *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on*, (3) :305–307, 1981. (Cité page 34.)
- [52] K. F. Staebell and D. Misra. An experimental technique for in vivo permittivity measurement of materials at microwave frequencies. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 38(3) :337–339, 1990. (Cité page 34.)
- [53] F. M. Ghannouchi and R. G. Bosisio. Measurement of microwave permittivity using a six-port reflectometer with an open-ended coaxial line. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 38(2) :505–508, 1989. (Cité page 34.)
- [54] D. Berube, F. M. Ghannouchi, and P. Savard. A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of lossy dielectric/biological materials at microwave frequencies. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 44(10) :1928–1934, 1996. (Cité page 35.)
- [55] K. J. Bois, L. F. Handjojo, A. D. Benally, K. Mubarak, and R. Zoughi. Dielectric plug-loaded two-port transmission line measurement technique for dielectric property characterization of granular and liquid materials. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 48(6) :1141–1148, 1999. (Cité page 35.)
- [56] W. C. Chew, K. J. Olp, and G. P. Otto. Design and calibration of a large broadband dielectric measurement cell. *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, 29(1) :42–47, 1991. (Cité page 37.)
- [57] M. R. Shaw, S. G. Millard, M. A. Houlden, B. A. Austin, and J. H. Bungey. A large diameter transmission line for the measurement of the relative permittivity of construction materials. *British Journal of Non-Destructive Testing*, 35(12) :696–704, 1993. (Cité page 37.)
- [58] P. Bohleber, N. Wagner, and O. Eisen. Permittivity of ice at radio frequencies : Part i. coaxial transmission line cell. *Cold Regions Science and Technology*, 82 :56–67, 2012. (Cité page 37.)
- [59] S. Ramo and J. R. Whinnery. *Fields and Waves in Modern Radio*. John Wiley & Sons, 1st edition, 1944. (Cité page 37.)
- [60] D. M. Pozar. *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 4th edition, 2011. (Cité pages 37, 65, 68 et 73.)
- [61] P. F. Combes. *Micro-ondes : Lignes, guides et cavités : cours et exercices*. Dunod, 1996. (Cité pages 45 et 125.)

- [62] E. Georget, R. Abdeddaim, and P. Sabouroux. A quasi-universal method to measure the electromagnetic characteristics of usual materials in the microwave range. *Comptes Rendus Physique*, 2014. (Cité page 45.)
- [63] C. Kittel. Introduction à la physique de l'état solide. 1972. (Cité page 47.)
- [64] S. Havriliak and S. Negami. A complex plane representation of dielectric and mechanical relaxation processes in some polymers. *Polymer*, 8 :161–210, 1967. (Cité page 47.)
- [65] H. Tortel. Localization and derivation of an optimal sphere for 3D perfectly conducting objects. *Journal of electromagnetic waves and applications*, 16(6) :771–791, 2002. (Cité page 51.)
- [66] J.-M. Geffrin, C. Eyraud, and A. Litman. 3d inversion of lossy targets from free space scattering measurements. In *Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on*, pages 3699–3702. IEEE, 2012. (Cité page 51.)
- [67] C. Menguy. *Mesure des caractéristiques des matériaux isolants solides*. Ed. Techniques de l'Ingénieur, 1997. (Cité page 53.)
- [68] Z. Wang, L. Zhang, Y. Bayram, and J. L. Volakis. Embroidered conductive fibers on polymer composite for conformal antennas. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 60(9) :4141–4147, 2012. (Cité page 59.)
- [69] A. Chauraya, S. Zhang, W. G. Whittow, T. Acti, R. D. Seager, T. Dias, and J. C. Vardaxoglou. Addressing the challenges of fabricating microwave antennas using conductive threads. 2012. (Cité page 59.)
- [70] K. Koski, A. Vena, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and Y. Rahmat-Samii. Design and implementation of electro-textile ground planes for wearable uhf rfid patch tag antennas. 2013. (Cité page 59.)
- [71] N. Mohd Rais, P. J. Soh, M. Malek, and G. A. E. Vandenbosch. Dual-band suspended-plate wearable textile antenna. 2013. (Cité page 59.)
- [72] A. Presse and A.-C. Tarot. Compact open slot textile antenna. In *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 8th European Conference on*, pages 3467–3544, 2014. (Cité page 59.)
- [73] T. Kaufmann, Z. Xu, and C. Fumeaux. Wearable substrate-integrated waveguide with embroidered vias. In *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 8th European Conference on*, pages 1964–1968, 2014. (Cité page 59.)
- [74] W. Pachler, I. Russo, G. Bosch, W. and Hofer, G. Holweg, and M. Mischitz. A silver ink-jet printed uhf booster antenna on flexible substratum with magnetically coupled rfid die on-chip antenna. In *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, pages 1730–1733. IEEE, 2013. (Cité page 59.)
- [75] H. R. Khaleel, H. M. Al-Rizzo, D. G. Rucker, and S. Mohan. A compact polyimide-based uwb antenna for flexible electronics. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 11 :564–567, 2012. (Cité page 60.)
- [76] D.-O. Kim, C.-Y. Kim, and D.-G. Yang. Flexible hilbert-curve loop antenna having a triple-band and omnidirectional pattern for wlan/wimax applications. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2012, 2012. (Cité page 60.)
- [77] L. Yang, L. Martin, D. Staiculescu, C. P. Wong, and M. M. Tentzeris. Design and development of compact conformal rfid antennas utilizing novel flexible magnetic composite materials for wearable rf and biomedical applications. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pages 1–4. IEEE, 2008. (Cité page 60.)

- [78] C. A. Balanis. *Antenna theory : analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012. (Cité pages 61, 65, 74 et 123.)
- [79] J. D. Jackson. Classical electrodynamics. *Classical Electrodynamics, 3rd Edition, by John David Jackson, pp. 832. ISBN 0-471-30932-X. Wiley-VCH, July 1998.*, 1, 1998. (Cité pages 64 et 73.)
- [80] C. Harrison Jr. and R. W .P. King. Folded dipoles and loops. *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, 9(2) :171–187, 1961. (Cité pages 69, 124 et 125.)
- [81] J. K. Raines. Simple formulas for folded antennas. 2009. (Cité page 69.)
- [82] A. Ourir. *Applications de matériaux à bandes interdites photoniques et de métamatériaux en télécommunications*. PhD thesis, Paris 11, 2006. (Cité page 69.)
- [83] P. F. Combes. *Micro-ondes : Circuits passifs, propagation, antennes : cours et exercices*. Dunod, 1997. (Cité pages 70, 74, 105 et 125.)
- [84] A. Poggio and P. Mayes. Pattern bandwidth optimization of the sleeve monopole antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 14(5) :643–645, 1966. (Cité page 79.)
- [85] H. E. King and J. Wong. An experimental study of a balun-fed open-sleeve dipole in front of a metallic reflector. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 20(2) :201–204, 1972. (Cité page 79.)
- [86] J.-Y. Li and Y.-B. Gan. Multi-band characteristic of open sleeve antenna. *Progress In Electromagnetics Research*, 58 :135–148, 2006. (Cité page 79.)
- [87] T. G. Spence and D. H. Werner. A novel miniature broadband/multiband antenna based on an end-loaded planar open-sleeve dipole. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 54(12) :3614–3620, 2006. (Cité page 79.)
- [88] E. Georget, R. Abdeddaim, and P. Sabouroux. Analytical, simulation and measurement studies of a dual-band open-sleeve curved meander line antenna on a flexible substrate. *Progress In Electromagnetics Research*, 145 :49–57, 2014. (Cité page 86.)
- [89] H. Chen, W. Chen, Y. Cheng, and Y. Lin. Dualband meander monopole antenna. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 48–51. IEEE ; 1999, 2003. (Cité page 86.)
- [90] Y.-S. Liu, J.-S. Sun, R.-H. Lu, and Y.-J. Lee. New multiband printed meander antenna for wireless applications. *Microwave and optical technology letters*, 47(6) :539–543, 2005. (Cité page 86.)
- [91] S.-J. Wu, C.-H. Kang, K.-H. Chen, and J.-H. Tarng. A multiband quasi-yagi type antenna. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 58(2) :593–596, 2010. (Cité page 86.)
- [92] Q.-X. Chu and L.-H. Ye. Design of compact dual-wideband antenna with assembled monopoles. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 58(12) :4063–4066, 2010. (Cité page 93.)
- [93] J. Gemio, G. Junkin, J. Parron, and R. Villarino. Resonator-loaded dual-band monopole for universal wlan. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, 8 :736–739, 2009. (Cité page 93.)

Fonctions causales et réponses linéaires

A.1 Introduction

Cette annexe rappelle les fonctions mathématiques utilisées pour décrire les systèmes causales. Une fonction temporelle $f(t)$ est causale si $f(t) = 0$ pour $t < 0$.

On suppose la réponse d'un système non nulle à partir de $t = 0$. Ce système linéaire peut être modélisé par une fonction d'entrée $f(t)$, une fonction de sortie $g(t)$, et une réponse impulsionnelle $a(t)$. Les fonctions $a(t)$ et $f(t)$ peuvent être l'une ou l'autre ou toutes les deux causales dans ce système. Une approche plus générale est d'étudier les réponses non linéaires avec une réponse linéaire comme un cas particulier. La réponse théorique d'un système linéaire est généralement validée lorsque la fonction de densité de probabilité peut être approximée comme une distribution d'équilibre.

Si les deux fonctions $f(t)$ et $a(t)$ sont causales, la réponse linéaire du système est donnée par :

$$g(t) = \int_0^t f(\tau)a(t-\tau)d\tau \quad (\text{A.1})$$

Dans ce cas, la sortie $g(t)$ est une convolution sur toute la bande temporelle. Si $f(t)$ seulement est causal, alors :

$$g(t) = \int_0^\infty f(\tau)a(t-\tau)d\tau \quad (\text{A.2})$$

En supposant $a(t) = 0$ pour $t < 0$, la fonction $f(t)$ peut être exprimée par :

$$f(t) = \int_{-\infty}^\infty f(\tau)\delta(t-\tau)d\tau \quad (\text{A.3})$$

Si on identifie $f(\tau)$ dans l'équation (A.3) comme la fonction de réponse, alors la réponse impulsionnelle $a(t)$ est une fonction de Dirac dans le cas sans distorsion. Bien sûr, dans le cas de systèmes réels la réponse impulsionnelle sera plus large qu'une fonction de Dirac.

La fonction de réponse impulsionnelle $h(t)$ peut être définie par :

$$\frac{dh(t-\tau)}{d\tau} = a(t-\tau) \quad (\text{A.4})$$

Cette fonction est supposée nulle à $t = 0$ ($h(0) = 0$). En utilisant la fonction de réponse impulsionnelle pour $g(t)$, on obtient :

$$g(t) = f(0)h(t) + \int_0^t \frac{df(\tau)}{d\tau}h(t-\tau) \quad (\text{A.5})$$

A.2 Fonctions de transfert

Lorsque que le signal $\exp(j\omega t)$ est un signal propre au système, la réponse du système est appelée fonction de transfert S . Cette fonction de transfert est la transformée de Fourier de la réponse impulsionnelle $a(t)$.

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp(j\omega t) dt \quad (\text{A.6})$$

Comme $a(t)$ est réelle, nous avons $S(-\omega) = S^*(\omega)$. Avec $F(\omega)$ la transformée de Fourier de $f(t)$, on obtient en utilisant la transformée de Fourier inverse :

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) S(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (\text{A.7})$$

A.3 Relations de Kramers-Kroning

Les relations de Kramers-Kroning permettent de déterminer les propriétés d'une fonction complexe à partir des zéros et des pôles de cette fonction. Les parties réelles et imaginaires d'une fonction complexe causale sont liées à un temps de relaxation. La permittivité relative complexe est une fonction causale dont les parties réelles et imaginaires sont reliées à la transformée de Hilbert :

$$\varepsilon'(\omega) - \varepsilon_{\infty} = -\frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\theta \varepsilon''(\theta) - \omega \varepsilon''(\omega)}{\theta^2 - \omega^2} d\theta \quad (\text{A.8})$$

$$\varepsilon''(\omega) = -\frac{2\omega}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\varepsilon'(\theta) - \varepsilon'(\omega)}{\theta^2 - \omega^2} d\theta \quad (\text{A.9})$$

Les caractéristiques des relations de Kramers-Kroning sont :

- La transformée de Hilbert relie les parties réelles et imaginaires d'une fonction causale.
- Les données d'une composante (partie réelle ou imaginaire) sur toute la bande de spectre sont nécessaires pour la solution directe.
- L'équation (A.8) peut être considérée comme une relation intégrale pour la composante inconnue quand quelques données de l'autre composante sont connues.

Une autre forme des relations de dispersion est :

$$\varepsilon'(\omega) - \varepsilon'(\omega_0) = -\frac{\omega - \omega_0}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varepsilon''(\theta)}{(\theta - \omega)(\theta - \omega_0)} d\theta \quad (\text{A.10})$$

$$\varepsilon''(\omega) - \varepsilon''(\omega_0) = -\frac{\omega - \omega_0}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varepsilon'(\theta)}{(\theta - \omega)(\theta - \omega_0)} d\theta \quad (\text{A.11})$$

avec P la valeur principale.

Permittivité relative des matériaux souples utilisés

Dans le cadre de cette thèse, nous avons utilisé quatre matériaux fins et souples différents. En plus du matériau déjà caractérisé dans la partie 2.4.4, les autres matériaux utilisés sont (figure B.1) :

1. polyester avec deux faces enduites de polyuréthane, d'épaisseur 0,32 mm
2. polyamide avec deux faces enduites de polyuréthane 86 g/m², d'épaisseur 0,0875 mm
3. polyamide avec deux faces enduites de polyuréthane 330 g/m², d'épaisseur 0,325 mm

Les caractérisations électromagnétiques de ces matériaux sont effectués sur la bande comprise entre 50 MHz et 2 GHz, bande de fréquences regroupant l'ensemble du plan de fréquences du projet BELO-COPA.

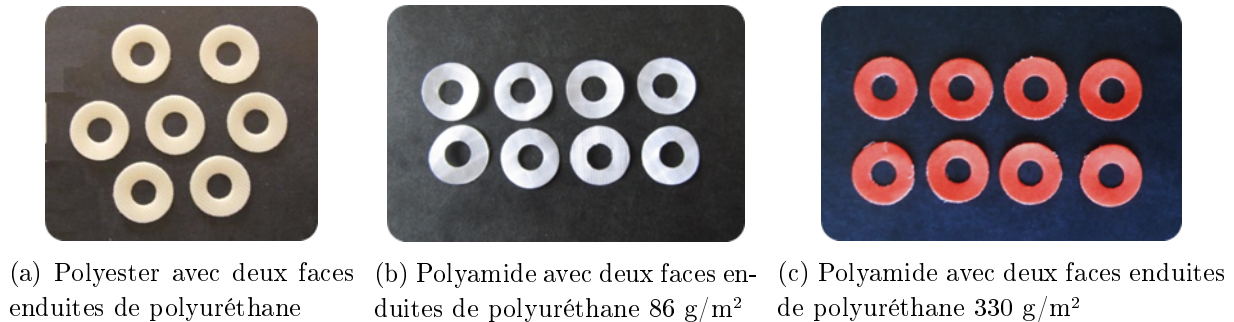


FIGURE B.1 – Échantillons des substrats souples utilisés

Le premier substrat est utilisé pour la réalisation de l'antenne monopôle *open-sleeve* (partie 4.2) et de l'antenne en forme de "U" (partie 5.1). Sept rondelles sont insérées dans le Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm (figure B.1a). Les résultats de permittivité relative sur la bande [50 MHz - 2 GHz] sont affichés sur la figure B.2.

Le deuxième substrat souple utilisé (figure B.1b) est aussi nommé tissu « aspie ripstop ». La structure de cette toile est renforcée pour être très résistante. On le voit d'ailleurs visuellement avec un quadrillage de renfort sur la toile. Ce substrat blanc est utilisé pour la réalisation de l'antenne monopôle à méandre courbé *open-sleeve* (partie 4.3) et l'antenne multi-bande en méandre (partie 5.2). Dans le Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm, 29 rondelles d'épaisseur 0,0875 mm y sont insérées. Les résultats de permittivité relative sur la bande [50 MHz - 2 GHz] sont affichés sur la figure B.3.

Le dernier matériau souple mesuré est le matériau qui constitue le radôme de la balise BELO-COPA. Huit rondelles de ce substrat sont insérées dans un Porte Échantillon d'épaisseur $e = 3$ mm (figure B.1c). Les résultats de permittivité relative sont représentés figure B.4.

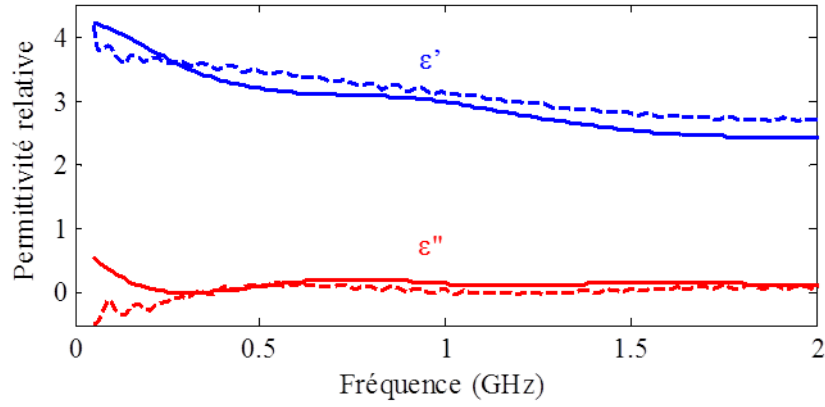


FIGURE B.2 – Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues) pour 7 rondelles de polyester enduit (figure B.1a)

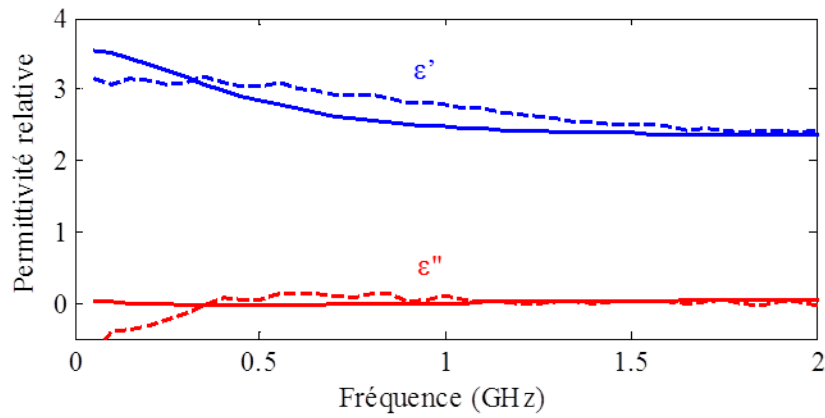


FIGURE B.3 – Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues) pour 29 rondelles du polyamide enduit 86 g/m² (figure B.1b)

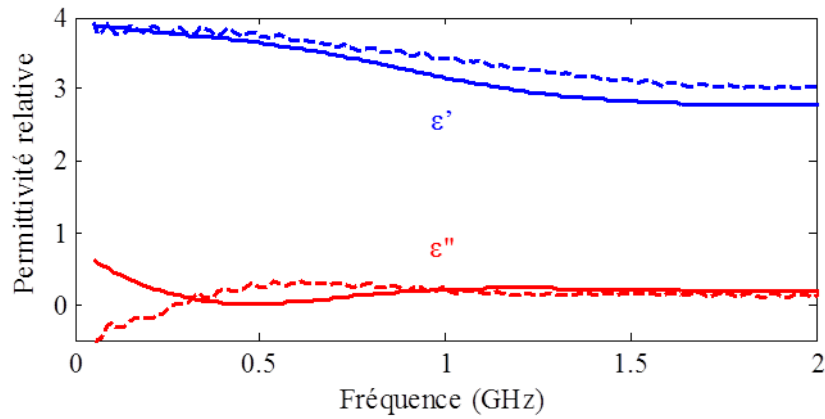


FIGURE B.4 – Permittivité relative calculée avec l'algorithme NR (lignes discontinues) et NLSQ (lignes continues) pour 8 rondelles de polyamide enduit 330 g/m² (figure B.1c)

Deux substrats de polyamide ont été caractérisés et ont une permittivité relative autour de [3-4] (figures B.3 et B.4). Ces différents matériaux n'ont pas tous les mêmes revêtements et c'est pourquoi leurs résultats diffèrent.

Impédances d'entrée des antennes étudiées

C.1 Antenne monopôle

Nous considérons un monopôle de diamètre d très fin (idéalement nul) sur un plan de masse de diamètre minimum $D_m = \lambda_0/2$ fonctionnant à f_0 (figure C.1). L'impédance d'entrée de cette antenne monopôle z_{in} de longueur L_1 est égale à la moitié de celle de l'antenne dipôle de longueur $L_d = 2L_1$ équivalente [78] :

$$z_{in} = \frac{1}{2} * z_d \quad (\text{C.1})$$

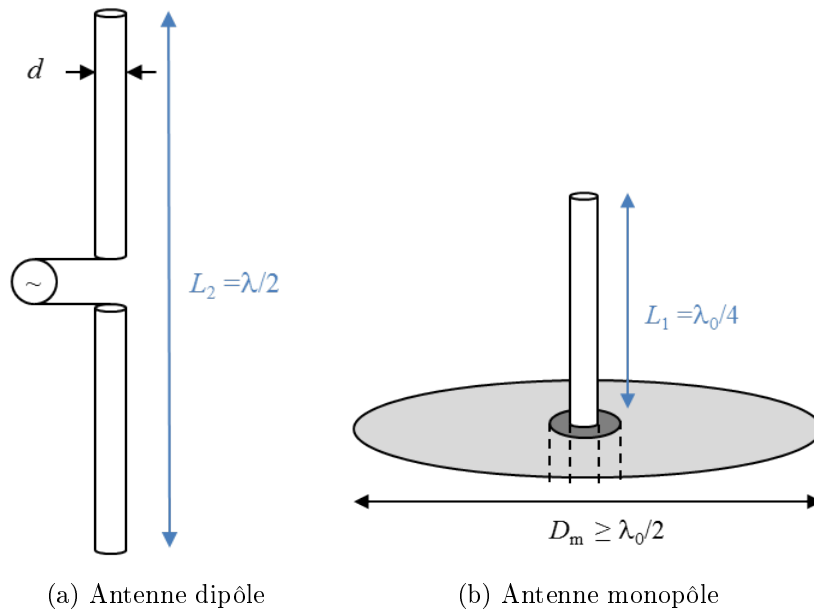


FIGURE C.1 – Équivalence d'un dipôle avec un monopôle sur un plan de masse

L'impédance d'entrée d'une antenne dipôle de diamètre fin est définie par :

$$z_d = (R_d + jX_d) \quad (\text{C.2})$$

avec

$$R_d = \frac{60}{\sin^2((kL_d)/2)} \left\{ C + \ln(kL_d) - C_i(kL_d) + \frac{1}{2} \sin(kL_d) [S_i(2kL_d) - 2S_i(kL_d)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kL_d) \left[C + \ln\left(\frac{kL_d}{2}\right) + C_i(2kL_d) - 2C_i(kL_d) \right] \right\} \quad (C.3)$$

$$X_d = \frac{30}{\sin^2((kL_d)/2)} \left\{ 2S_i(kL_d) + \cos(kL_d) [2S_i(kL_d) - S_i(2kL_d)] \right. \\ \left. - \sin(kL_d) \left[2C_i(kL_d) - C_i(2kL_d) - C_i \frac{2kr^2}{L_d} \right] \right\} \quad (C.4)$$

avec $C = 0.5772$ la constante d'Euler, $r = d/2$ le rayon du dipôle, et les cosinus et sinus intégrales données par :

$$C_i(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos(y)}{y} dy = \int_\infty^x \frac{\cos(y)}{y} dy \quad (C.5)$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin(y)}{y} dy \quad (C.6)$$

Pour le cas du dipôle de diamètre infiniment fin, l'impédance d'entrée est égale à $z_d = (73 + j42,5) \Omega$, soit $z_{in} = (36,5 + j21,3) \Omega$ pour une antenne monopôle.

C.2 Antenne monopôle chargée et repliée

L'antenne monopôle chargée et repliée est constituée de deux cylindres métalliques de rayon r , espacés d'une distance D (figure C.2b). Ils sont situés sur un plan de masse de diamètre minimum $D_m = \lambda_0/2$. Les deux cylindres sont reliés par une charge z_L en partie supérieure et l'un des brins est connectée à la masse, l'autre au signal radio-fréquence (par câble coaxiale sur la figure C.2). La longueur des cylindres est $L_2 = \lambda_0/4$ pour que l'antenne résonne à f_0 .

Grâce à la théorie des images, cette antenne de longueur $L_2 = \lambda_0/4$ est équivalente à une antenne dipôle chargée z_L et repliée de longueur $L_d = 2L_2$. L'impédance d'entrée de cette antenne est alors :

$$z_{in} = \frac{1}{2} * z_{d, \text{chargée repliée}} \quad (C.7)$$

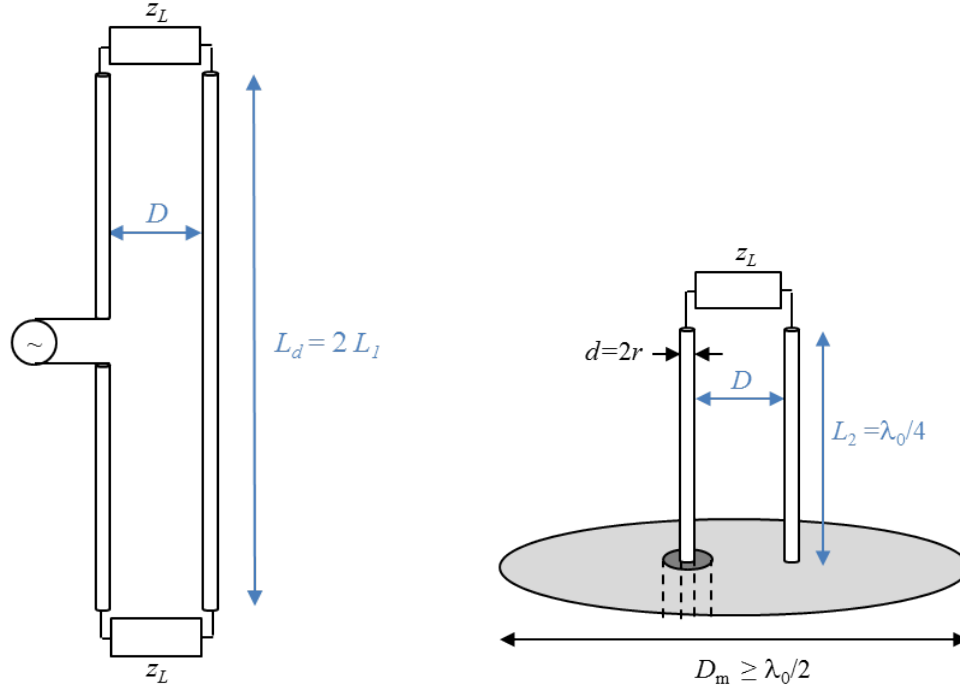
avec $z_{d, \text{chargée repliée}}$ l'impédance d'entrée de l'antenne dipôle chargée z_L et repliée équivalente. Elle est définie par [80] :

$$z_{d, \text{chargée repliée}} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{4} \left(\frac{1}{z_d} \right) + \frac{1}{z_t} \right]^{-1} \quad (C.8)$$

Le terme z_d est l'impédance d'entrée d'un dipôle de rayon $r_e = \sqrt{r * D}$ calculée avec les équations (C.2)-(C.6). Le terme z_t est l'impédance de la ligne de transmission de la figure C.2a.

Pour appliquer la relation (C.8), ces six conditions doivent être respectées :

- $r \ll (2L_2)$
- $r < D$
- $(\beta D)^2 \ll 1$, avec $\beta = (2\pi)/\lambda_0$ le nombre d'onde
- $D < 0,05\lambda_0$
- $D/2 \gg r$
- $r_e < \lambda_0/200$



(a) Antenne dipôle chargée z_L et repliée (b) Antenne monopôle chargée z_L et repliée

FIGURE C.2 – Équivalence d'un monopôle chargée z_L et repliée sur un plan de masse en dipôle

L'impédance de la ligne de transmission z_t est donnée par la relation [80] :

$$z_t = 2z_c \left[\frac{z_L + jz_c \tan(\beta L_2)}{z_c + jz_L \tan(\beta L_2)} \right] \quad (\text{C.9})$$

avec z_c l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire [61] :

$$z_c = 276 * \log \left(\frac{D}{r} \right) \quad (\text{C.10})$$

C.3 Patch carré

L'antenne patch est formée d'un patch imprimé sur un substrat d'épaisseur $h =$ et de permittivité relative $\varepsilon_r = 20, 3$, lui-même positionné sur un plan de masse (figure C.3). L'antenne patch carré peut se modéliser comme deux fentes rayonnants un champ électrique [83]. Ces fentes sont formées par les deux côtés de longueur la plus longue dans le cas du patch rectangulaire (deux côtés parallèles pour le patch carré). Les champs électriques sur les deux fentes sont en phases. Le champ considéré dépend alors du point étudié sur le patch. Pour adapter l'antenne patch, nous cherchons le point sur le patch où l'impédance d'entrée sera 50Ω en fonction du champ.

Dans le cas du patch carré, prenons l'exemple de la figure C.3a où ce sont les fentes AB et CD qui rayonnent un champ électrique en phase. Le champ considéré dépend de la distance d_1 du point d'alimentation et pas de la distance d_2 . L'impédance d'entrée de l'antenne patch dépend alors de la distance d_1 [83] :

$$z_{in}(d_1) = \frac{1}{2G} \left[\cos^2(\beta_m d_1) + \frac{G^2 + B^2}{Y_0^2} \sin^2(\beta_m d_1) - \frac{B}{Y_0} \sin(2\beta_m d_1) \right] \quad (\text{C.11})$$

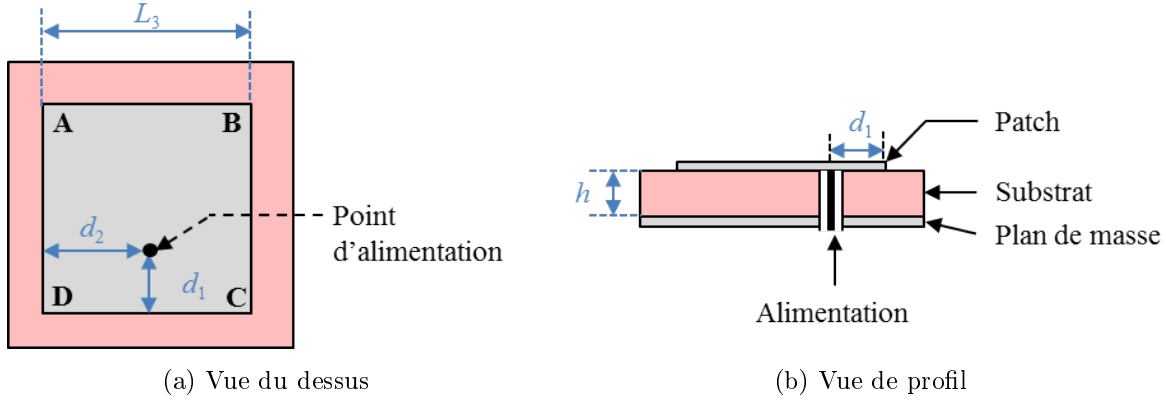


FIGURE C.3 – Antenne patch carré

avec les différents termes :

- $\beta_m = \frac{2\pi}{\lambda_m} = \frac{2\pi}{\lambda_0/\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$: la constante de propagation de la ligne micro-ruban
- $Y_0 = 1/z_0$: l'admittance caractéristique du patch
- $B = \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta L \sqrt{\varepsilon_{eff}} \frac{1}{z_0}$: la susceptance du patch
- $G = G_f + G_m$: la conductance totale du patch

La conductance d'une fente G_f et la conductance mutuelle G_m entre les deux fentes sont données par :

$$G_f = \frac{1}{120\pi^2} \left[x * S_i(x) - 2\sin^2\left(\frac{x}{2}\right) - 1 + \frac{\sin(x)}{x} \right] \quad (C.12)$$

$$G_m = \frac{1}{120\pi^2} * \int_0^\pi \frac{\sin(\pi L_3/\lambda_0 * \cos(\theta))}{\cos^2(\theta)} * J_0\left(\frac{2\pi L_3}{\lambda_0}\right) \sin^3(\theta) d\theta \quad (C.13)$$

avec $x = \frac{2\pi L_3}{\lambda_0}$, $S_i(x)$ l'intégrale sinus de l'équation (C.6), et J_0 la fonction de Bessel de première espèce d'ordre 0. La distance ΔL est définie en fonction des dimensions de l'antenne (équation (3.14)).

L'impédance caractéristique z_0 est définie par :

$$z_0 = \frac{120\pi h}{L_3 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad \text{si } \frac{h}{L_3} \ll 1 \quad (C.14)$$

La permittivité relative effective du milieu ε_{eff} s'exprime en fonction des dimensions de l'antenne (équation (3.13)).

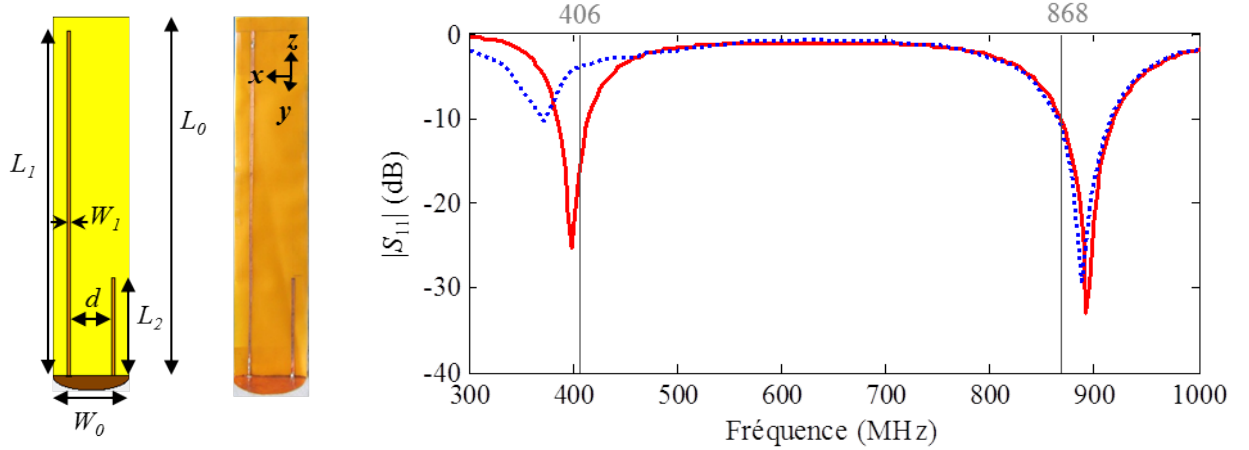
Antenne monopôle bi-bande aux fréquences f_{SAR} et f_{UHF}

L'antenne monopôle dipolaire a également été réalisée aux fréquences f_{SAR} et f_{UHF} du projet BELOCOPA.

D.1 Description de l'antenne

L'antenne est l'association d'un monopôle fonctionnant à 406 MHz avec un élément parasite résonnant à 868 MHz. Cette antenne a été réalisée sur le substrat de polyamide avec une face enduite de polyuréthane d'épaisseur 0,27 mm. Sa permittivité a été caractérisée figure 2.18b. Les dimensions de ce substrat (largeur $W_0 = 5$ cm et hauteur $L_0 = 25$ cm) ont été choisies pour que l'antenne soit intégrée dans le radôme BELOCOPA. Le cahier des charges général du projet a évolué depuis cette étude. Le plan de masse, à ce point de l'étude, est un disque en cuivre d'épaisseur $35 \mu\text{m}$ de rayon $W_0 = 5$ cm.

L'antenne est représentée figure D.1a. Un monopôle de largeur $W_1 = 2$ mm et de longueur $L_1 = 240$ mm est connectée à un connecteur SMA. Un élément parasite de même largeur W_1 et de longueur $L_1 = 69$ mm est connectée au plan de masse. La distance entre les deux brins est $d = 27$ mm.



(a) Simulation (à gauche) et réalisation (à droite) (b) Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne rouge) et en mesure (ligne pointillée bleue)

FIGURE D.1 – Antenne monopôle associée à un élément parasite

La longueur de monopôle correspond à $L_1 = 1,3(\lambda_1/4)$, avec $\lambda_1 = 738$ mm la longueur d'onde à 406 MHz, et celle de l'élément parasite correspond à $L_2 = 0,8(\lambda_2/4)$, avec $\lambda_2 = 345$ mm la longueur d'onde à 868 MHz.

Les coefficients de réflexion de cette antenne mesurés et simulés sont représentés figure D.1b. La première fréquence de résonance en simulation est $f_{1,\text{sim}} = 400$ MHz, et en mesure $f_{1,\text{mes}} = 370$ MHz. La deuxième fréquence de résonance de cette antenne est à $f_2 = 898$ MHz en simulation et en mesure. Les deux résultats en mesure et en simulation sont en accord puisqu'il y a un faible écart. La fréquence $f_{SAR} = 406$ MHz est adaptée à -4 dB en mesure et à -16 dB en simulation. Cette différence s'explique par la réalisation de l'antenne délicate (largeur W_1 très fine des pistes à manipuler, influence de la soudure). La fréquence $f_{UHF} = 868$ MHz est adaptée à -11 dB en mesure et simulation.

D.2 Étude en champ proche

Afin de comprendre et d'expliquer le rayonnement de l'antenne en champ lointain, les modes aux deux premières fréquences de résonance sont étudiés en champ proche. L'antenne a été mesurée dans la chambre anéchoïque en champ proche (figure 3.4) avec la boucle magnétique de diamètre 5 mm dans le plan 7 mm au-dessus de l'antenne. La composante x du champ magnétique a été mesurée avec un pas de 2 mm. La surface scannée au dessus de l'antenne est représentée figure D.2a.

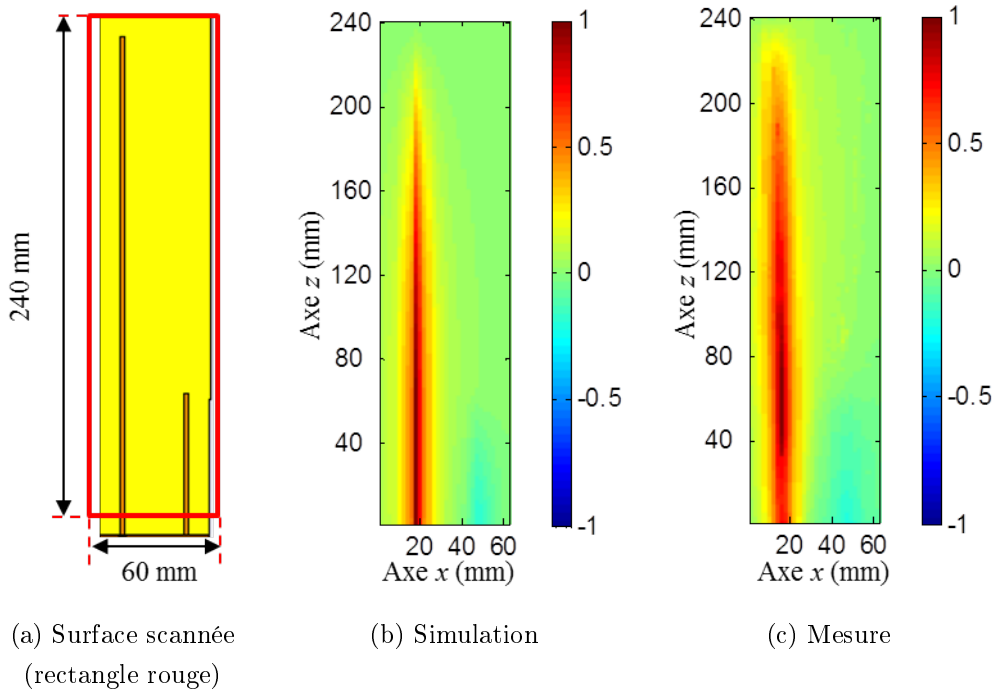


FIGURE D.2 – Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du premier mode f_1 de l'antenne monopôle bi-bande

La partie réelle normalisée des cartes de champ magnétique de la composante x sont affichées figure D.2 et D.3 pour la première et deuxième fréquence de résonance respectivement. La partie réelle du champ magnétique donne la direction de l'évolution du courant. Pour la première fréquence (figure D.2), on observe le courant qui évolue le long du monopôle du point d'alimentation jusqu'à fin du monopôle dans le sens positif en mesure et simulation. Cette évolution caractérise le mode dipolaire. En ce qui concerne l'élément parasite, on le voit légèrement avec une amplitude autour de $\text{Re}(H_x) = -0,2$ et influence par conséquent très peu le premier mode (cela est vérifiée est champ lointain dans la suite).

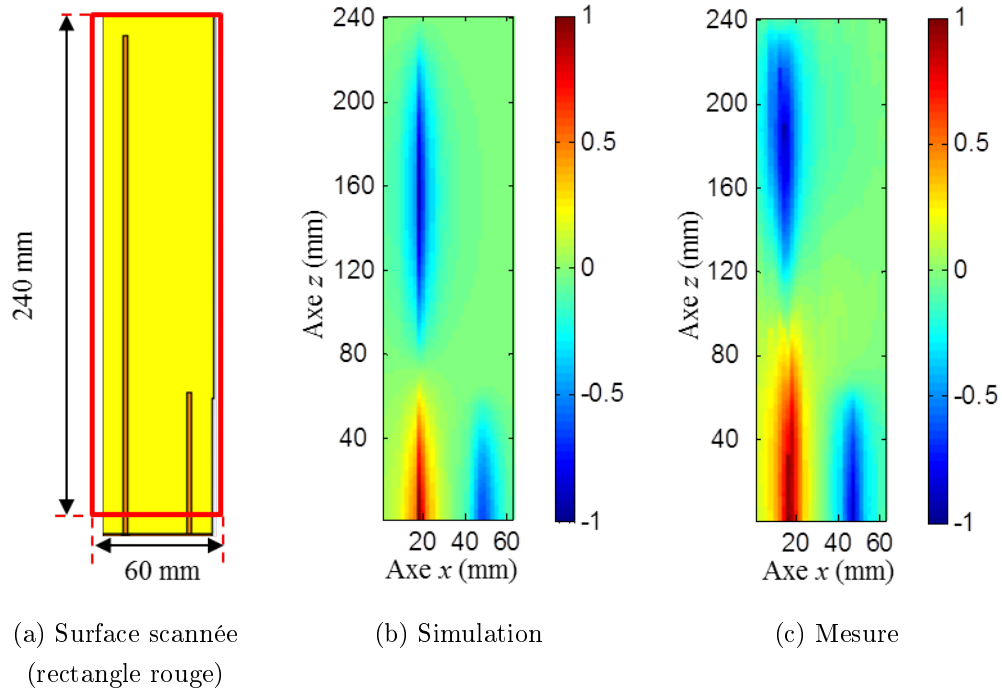


FIGURE D.3 – Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du deuxième mode f_2 de l'antenne monopôle bi-bande

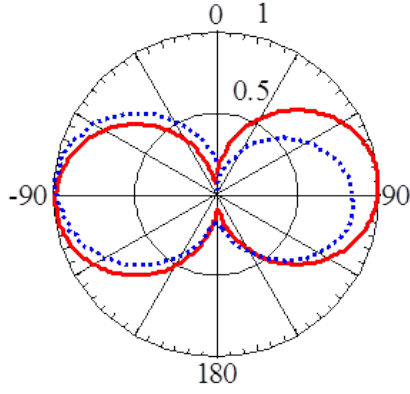
Pour la deuxième fréquence de résonance (figure D.2), on observe l'évolution du courant d'un mode quadrupole le long du monopôle avec deux directions opposées pour le courant. Le courant sur l'élément parasite correspond à un mode dipôle de sens opposé.

D.3 Étude en champ lointain

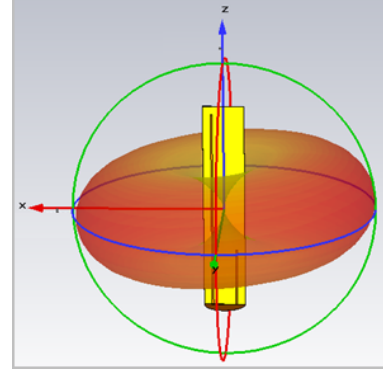
Les diagrammes de rayonnement aux fréquences de résonance sont mesurés en chambre anéchoïque à une distance de 10 m (figure 3.2). Les diagrammes de rayonnement sont mesurés dans le plan E.

La figure D.4a et D.5a représentent les diagrammes de rayonnement en mesure et en simulation dans le plan xz à la première et deuxième fréquence de résonance respectivement. Les figures D.4b et D.5b montrent les diagrammes de rayonnement simulés en 3 dimensions (3D).

A la première fréquence de résonance f_1 , les diagrammes de rayonnement en mesure et en simulation sont dipolaires avec des légers décalages différents. En représentation 3D du diagramme de rayonnement (figure D.4b), on observe bien que le diagramme de rayonnement dipolaire est très peu perturbé par l'élément parasite.



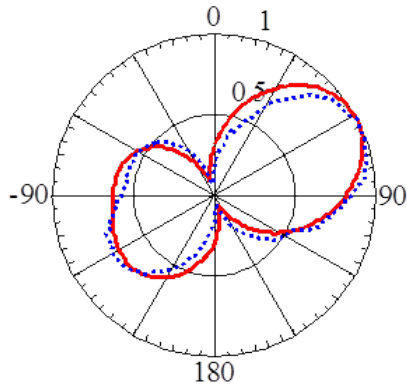
(a) Représentation polaire en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).



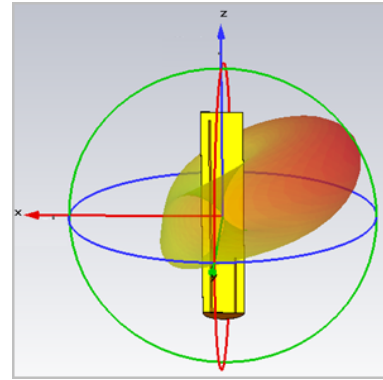
(b) Représentation 3D (simulation)

FIGURE D.4 – Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) à f_1 dans le plan E

A la deuxième fréquence de résonance f_2 , les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation et en mesure sont en accord (figure D.5). Ils sont dipolaires dissymétriques et décalés de -17° . L'antenne est la plus directive à $+45^\circ$. L'élément parasite rayonne alors un mode dipolaire dissymétrique et décalé par la présence du monopôle. Le champ électromagnétique émanant de l'élément parasite est dévié par la présence du monopôle à gauche sur la figure en polaire, ce qui explique un lobe plus petit sur le côté gauche sur la figure D.5a. L'élément parasite se comporte comme un directeur. En 3D, on voit bien l'antenne directive du côté de l'élément parasite. L'élément parasite résonne et peut être appelé un résonateur.



(a) Représentation polaire en simulation (ligne rouge) et en mesure (pointillés bleus).



(b) Représentation 3D (simulation)

FIGURE D.5 – Diagramme de rayonnement normalisé (linéaire) à f_2 dans le plan E

Étude paramétrique de l'antenne monopôle *open-sleeve*

L'antenne monopôle *open-sleeve* (figure E.1a) a été présentée dans la partie 4.2. Le coefficient de réflexion de cette antenne est comparé au coefficient de réflexion de l'antenne monopôle sans les éléments parasites (E.1b). Nous avons remarqué que les résonateurs (éléments parasites) de longueur $L_2 = 55$ mm se comportent comme un circuit d'adaptation pour la première fréquence de résonance f'_1 et comme un circuit d'ajustement pour f'_2 . Une étude en fonction de la longueur des résonateurs L_2 en simulation permet de quantifier ses comportements.

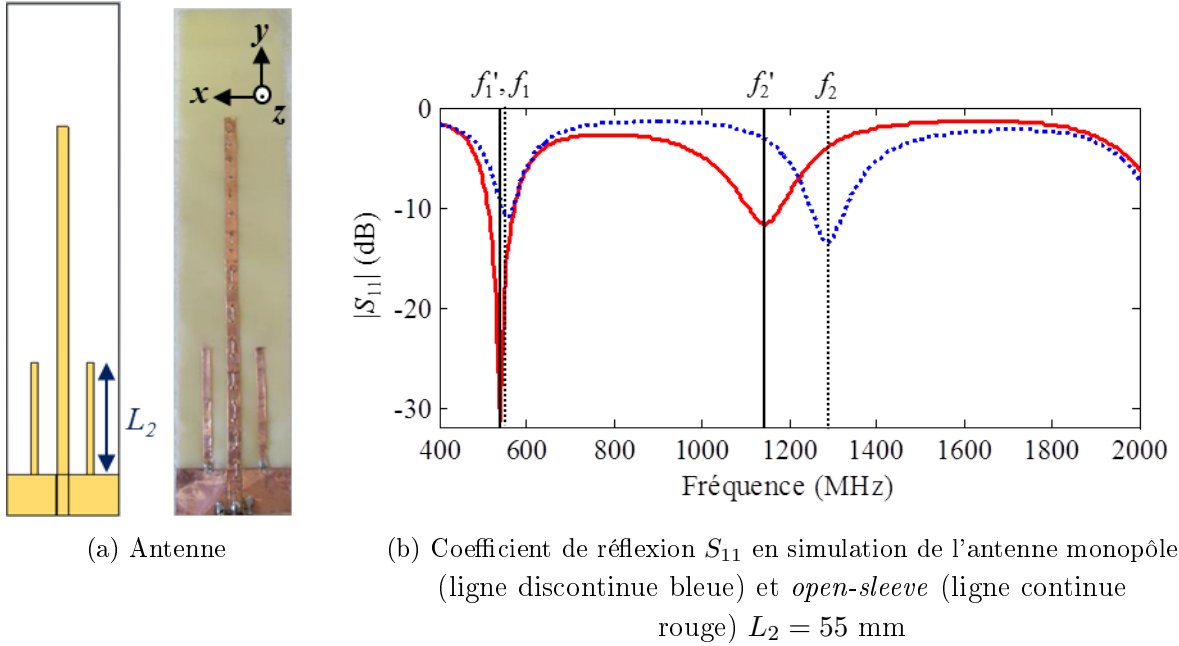


FIGURE E.1 – Antenne monopôle *open-sleeve*

E.1 Adaptation des fréquences de résonance

Les résonateurs L_2 se comportent comme un circuit d'adaptation pour la première f'_1 et la deuxième f'_2 fréquences de résonance (figure E.2). Les deux fréquences de résonances respectent le critère d'adaptation à -10 dB jusqu'à une longueur $L_2 = 80$ mm des résonateurs. La première fréquence de résonance f'_1 est mieux adaptée quand la deuxième fréquence est moins bien adaptée et inversement. Avec des résonateurs de longueur $L_2 = 55$ mm, la première fréquence f'_1 est mieux adaptée et l'adaptation de la deuxième fréquence f'_2 reste la même. On peut modifier la longueur des résonateurs pour avoir une meilleure adaptation à f'_2 .

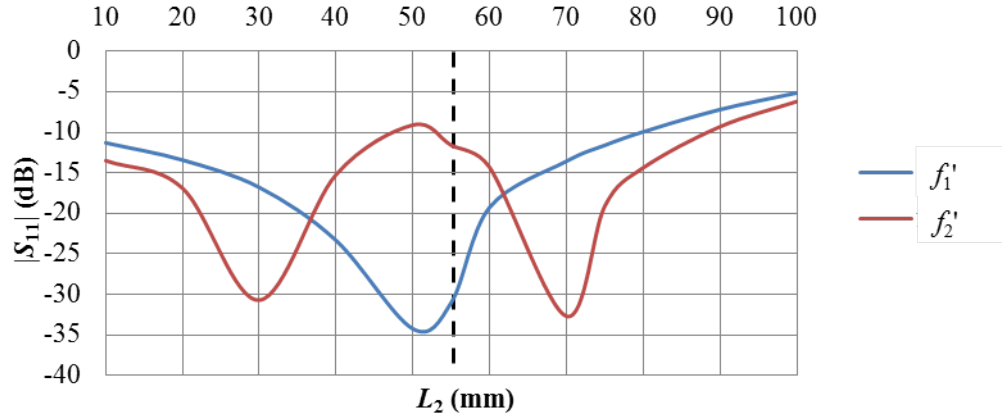


FIGURE E.2 – Adaptation des fréquences de résonance de l'antenne monopôle *open-sleeve* en fonction de la longueur L_2 des résonateurs

E.2 Deuxième fréquence de résonance f_2'

L'ajout des résonateurs à l'antenne monopôle décale la deuxième fréquence de résonance. Lorsque la longueur des résonateurs dépasse $L_2 = 40$ mm, la deuxième fréquence f_2' se décalent en basse fréquence (figure E.3).

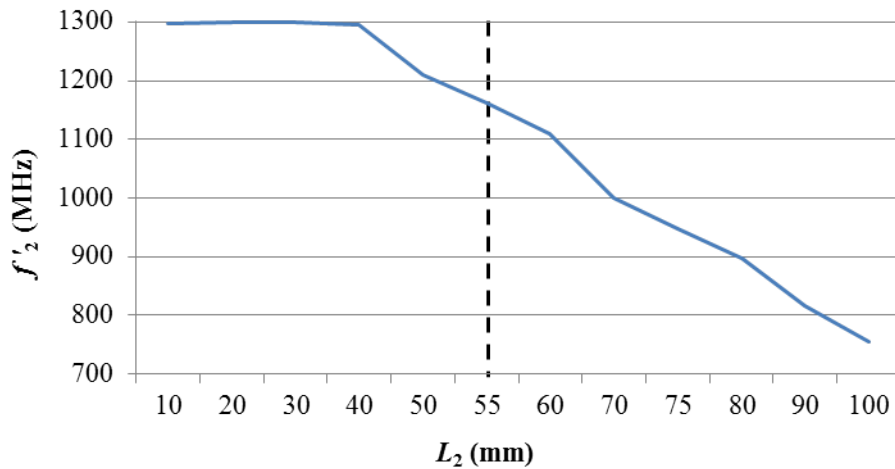


FIGURE E.3 – Deuxième fréquence de résonance f_2' de l'antenne monopôle *open-sleeve* en fonction de la longueur L_2 des résonateurs

On peut alors ajuster la deuxième fréquence de résonance en fonction de la longueur L_2 des résonateurs. Avec des résonateurs de longueur $L_2 = 40$ mm, la première fréquence est mieux adaptée et il n'y a pas de décalage en fréquence. Notre but étant d'obtenir un diagramme de rayonnement dipolaire à la deuxième fréquence de résonance, nous vérifions ce diagramme en fonction de L_2 en simulation (figure E.4).

On remarque que le diagramme de rayonnement est dipolaire à 1300 MHz avec des résonateurs de longueur L_2 entre 45 et 65 mm. Comme nous avons vu à la figure E.3, il y a donc un léger décalage en basse fréquence pour ces longueurs de résonateurs. Le diagramme de rayonnement n'est pas parfaite-

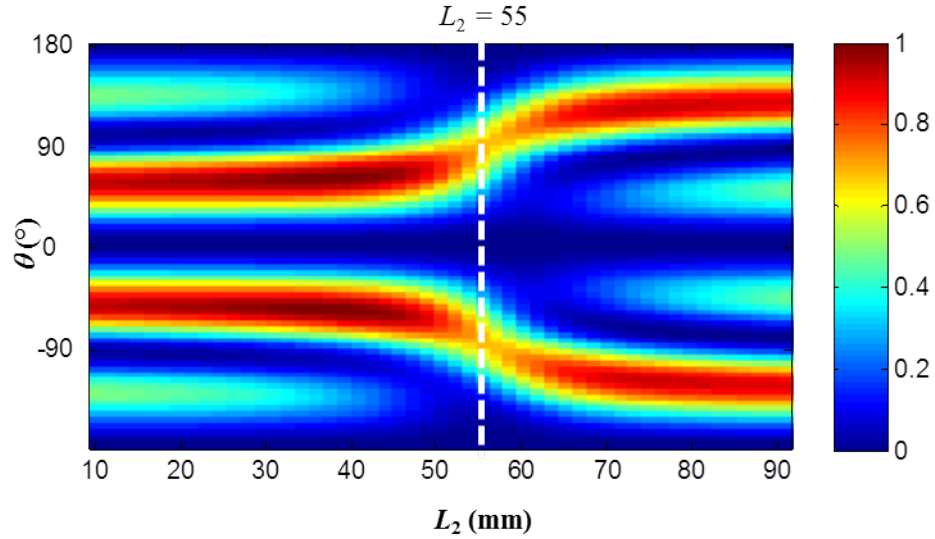


FIGURE E.4 – Diagramme de rayonnement normalisé en linéaire à 1300 MHz en fonction de la longueur L_2 des résonateurs de l'antenne *open-sleeve* en simulation (plan E)

ment symétrique en fonction de la longueur L_2 choisie. Avec une longueur $L_2 = 55$ mm, le diagramme de rayonnement dipolaire est symétrique.

La longueur $L_2 = 55$ mm pour l'antenne réalisée correspond à une longueur quart d'onde $L_2 = \lambda_2/4$ à la deuxième fréquence de résonance de l'antenne monopôle f_2 . Cette étude confirme qu'en ajoutant des éléments parasites de longueur $L_2 = \lambda_2/4$ de chaque côté de l'antenne monopôle, nous obtenons un deuxième mode f'_2 dipolaire.

Antenne monopôle à méandre courbé

open-sleeve

F.1 Fréquences de résonance

Les coefficients de réflexion S_{11} ont été mesurés et comparés aux résultats de simulations (figure F.1) pour caractériser l'adaptation de l'antenne avec et sans les éléments parasites.

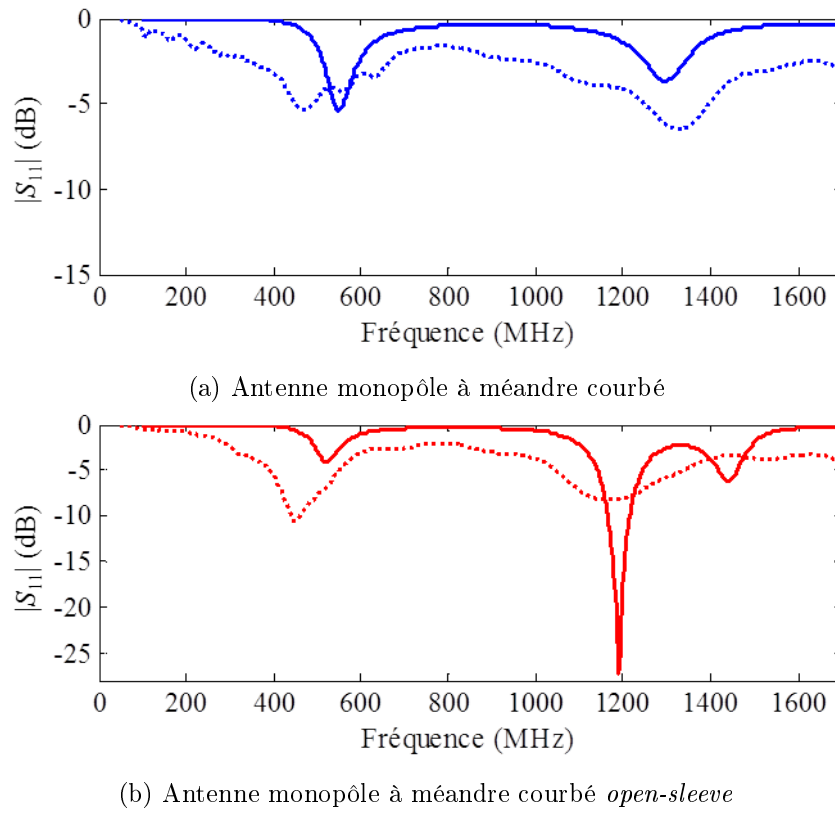


FIGURE F.1 – Coefficient de réflexion S_{11} en simulation (ligne continue) et en mesure (ligne pointillée)

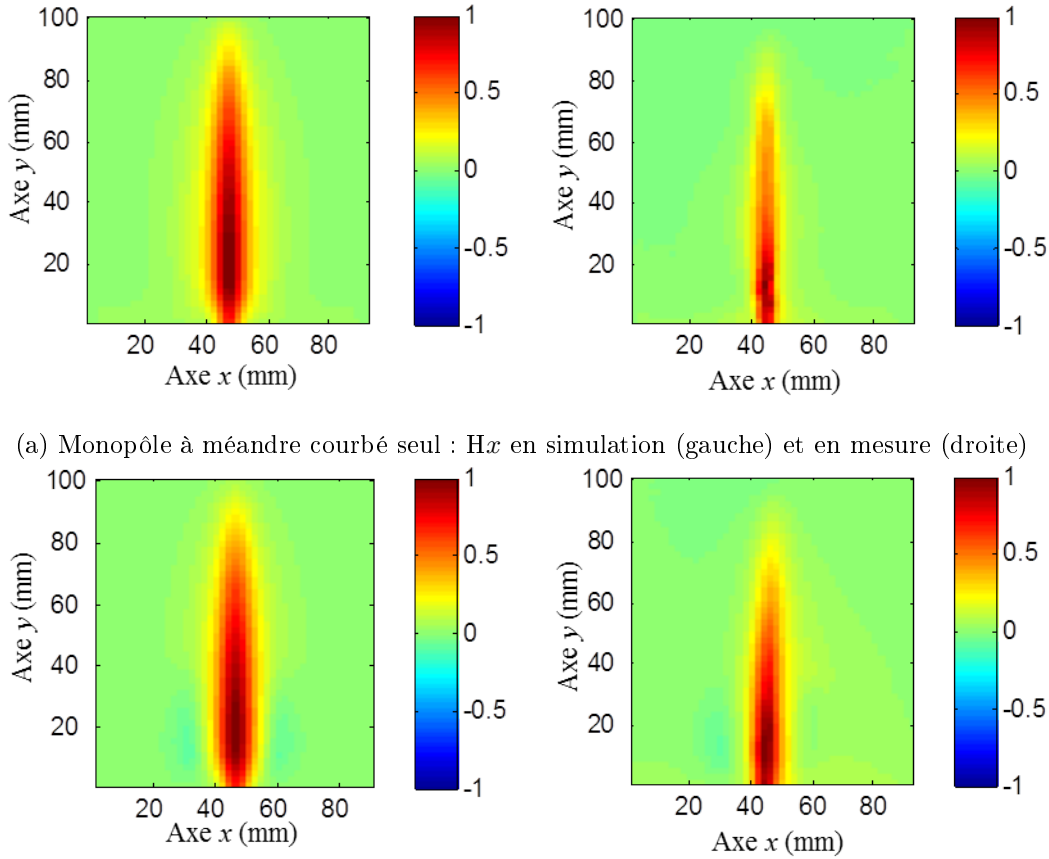
L'antenne monopôle à méandre courbé rayonne un mode dipolaire à sa première fréquence de résonance à $f_{1,\text{sim}} = 550$ MHz en simulation et à $f_{1,\text{mes}} = 470$ MHz en mesure (figure F.1a). Cet écart est important parce que la géométrie de l'antenne n'est pas parfaitement maîtrisée. En effet, la réalisation du méandre par couture n'est pas rigoureusement identique à la géométrie simulée, d'où cette différence relativement importante. La réalisation de cette antenne est complexe et l'antenne elle-même est fragile. Le deuxième mode quadripolaire est rayonnée à $f_{2,\text{sim}} = 2,4 * f_{1,\text{sim}} = 1300$ MHz en simulation et $f_{2,\text{mes}} = 2,8 * f_{1,\text{mes}} = 1330$ MHz en mesure.

Lorsque que les éléments parasites sont ajoutés, le premier mode rayonné est à la fréquence $f'_{1,\text{sim}} = 0,94 * f_{1,\text{sim}} = 520$ MHz en simulation et à $f'_{1,\text{mes}} = 0,95 * f_{1,\text{mes}} = 450$ MHz en mesure (figure F.1b). Les

résonateurs n'ont pas décalé significativement la première fréquence de résonance mais se comportent comme un circuit d'adaptation car le premier mode est mieux adapté. L'ajout des résonateurs décale le deuxième mode plus bas en fréquence. La deuxième fréquence de résonance est $f'_{2,\text{sim}} = 2,3 * f'_{1,\text{sim}}$ 1190 MHz en simulation et $f'_{2,\text{mes}} = 2,6 * f'_{1,\text{mes}} = 1170$ MHz en mesure.

F.2 Étude en champ proche

Nous avons mesuré en champ proche le champ magnétique dans la chambre anéchoïque de l'Institut Fresnel (configuration en champ proche - partie 3.2.2) pour . La sonde magnétique Langer (figure 3.4d) est positionnée 5 mm au dessus de l'antenne.



(a) Monopôle à méandre courbé seul : H_x en simulation (gauche) et en mesure (droite)

(b) Monopôle à méandre courbé *open-sleeve* : H_x en simulation (gauche) et en mesure (droite)

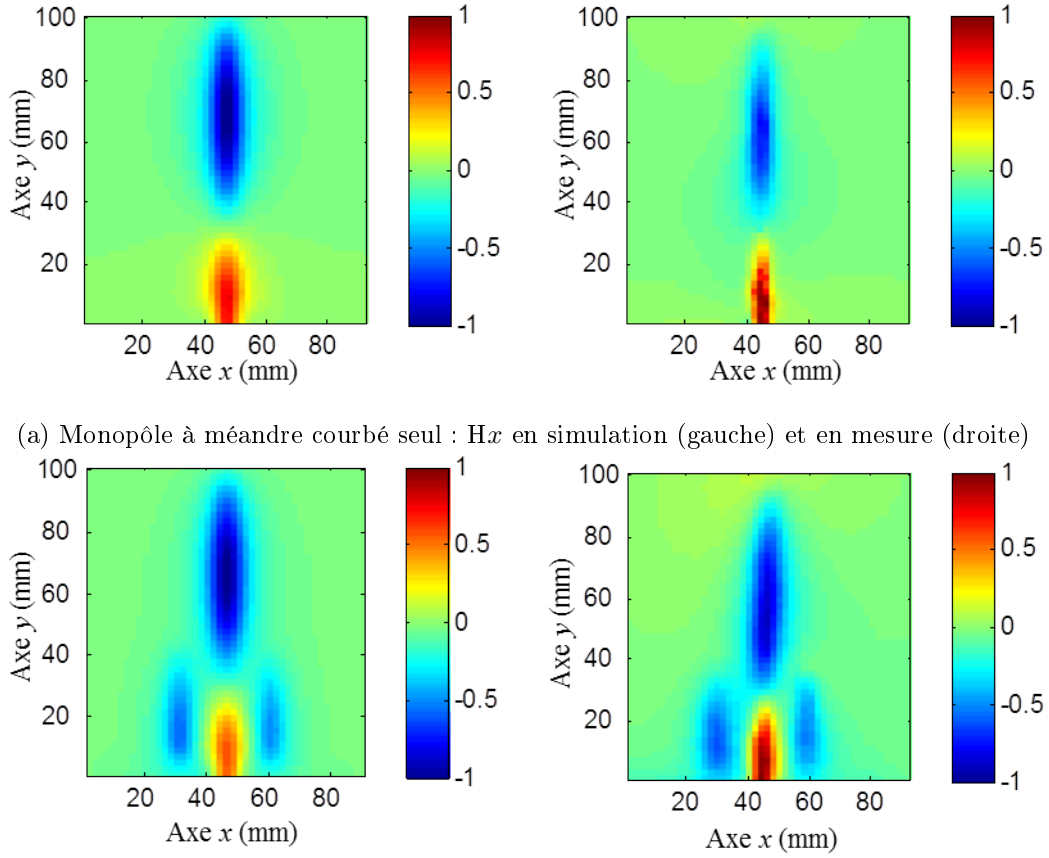
FIGURE F.2 – Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique au premier mode de l'antenne monopôle à méandre courbé à f_1 (a) et de l'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé à f'_1 (b)

L'antenne a été scannée sur 92 mm en largeur (le long de l'axe x) et sur 102 mm en longueur. Elle a été mesurée en longueur 10 mm après la base du plan de masse jusqu'en haut de l'antenne et sur toute sa largeur. Le point d'alimentation de l'antenne (fin de la ligne coplanaire) est donc situé au milieu de l'axe des abscisses à l'ordonnée $y = 8$ mm. La composante x du champ magnétique a été mesurée et est visualisée en partie réelle sur les figures F.2 et F.2.

Pour le premier mode (figure F.2a), on observe l'évolution du mode dipolaire de l'antenne mono-

pôle à méandre courbé en mesure et en simulation.

Lorsque les éléments parasites sont ajoutés (figure F.2b), l'évolution du champ H_x à la première fréquence de résonance f'_1 a le même comportement que l'antenne sans les éléments parasites. Les résonateurs ne perturbent pas alors le mode dipolaire établi.



(b) Monopôle à méandre courbé *open-sleeve* : H_x en simulation (gauche) et en mesure (droite)

FIGURE F.3 – Partie réelle normalisée de la composante x du champ magnétique du deuxième mode de l'antenne monopôle à méandre courbé à f_2 (a) et de l'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé à f'_2 (b)

Pour la deuxième fréquence de résonance, l'antenne monopôle à méandre courbé rayonne un mode quadripolaire. Ce mode est représenté en champ proche sur la figure F.3a. Les résultats de mesure et simulation sont en accord. Le courant du monopôle a deux directions de sens opposés, ce qui est caractéristique du mode quadripolaire.

En ajoutant les éléments parasites (figure F.3b), l'évolution du mode quadripolaire le long du monopôle est toujours présent et les éléments parasites ont le même sens de courant que la partie supérieure du mode quadripolaire. Leurs dimensions coïncident avec le changement de direction du courant du mode quadripolaire.

Comme cela a été observé pour l'antenne monopôle *open-sleeve* (partie 4.2), le deuxième mode de l'antenne monopôle *open-sleeve* à méandre courbé peut être vu comme l'association d'un quadripôle

et de deux dipôles résonnant à la deuxième fréquence. Comme cette antenne a le même comportement que l'antenne monopôle *open-sleeve*, on devrait obtenir deux diagrammes de rayonnement dipolaires à f'_1 et f'_2 en champ lointain.

Production scientifique

Articles de journaux scientifiques :

- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “Analytical, Simulation and Measurement Studies of a Dual-Band Open-Sleeve Curved Meander Line Antenna on a Flexible Substrate”, *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 145, février 2014, p. 49-57.
- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “A Quasi-Universal Method to Measure the Electromagnetic Characteristics of Usual Materials in the Microwave Range”, *Elsevier Mason, Comptes Rendus Physique de l’Académie des Sciences*, vol. 15, n°5, mars 2014, p. 448-457.
- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “A New Method to Design a Multiband Flexible Textile Antenna”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 56, n°3, juin 2014, p. 240-248.
- Jun Xu, Xu Jiang, Nicholas Fang, Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Jean-Michel Geffrin, Pierre Sabouroux, Stefan Enoch, Sébastien Guenneau, “Molding acoustic and electromagnetic waves with a waterwave cloak”, *Nature Materials* (soumis).

Conférences internationales avec actes :

- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Sylvain Leclercq, Pierre Sabouroux, “Flexible Substrate Characterization for Innovative Small Antenna – BELOCOPA Project”, *European Test and Telemetry Conference (ETTC)*, Toulouse, France, juin 2013, p. 250-253. Présentation orale.
- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “A New Method to Design a Multiband Flexible Textile Antenna”, *Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) conference*, Columbus, USA, octobre 2013, p. 119-124. Présentation orale.
- Elodie Georget, Fatimata Diaby, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “Permittivity Measurement of Materials of Different Natures”, *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, La Haye, Pays-Bas, avril 2014. Poster.
- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “A Complete Study of Flexible Antennas in Near Field and Far Field”, *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, La Haye, Pays-Bas, avril 2014. Poster.

Conférences nationales avec actes :

- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “Solution quasi universelle au problème récurrent de la détermination des caractéristiques électromagnétiques de tous types de matériaux dans le domaine des hyperfréquences”, *Journées scientifiques de l’Union Radio-Scientifique Internationale (URSI)*, Paris, France, mars 2013. Poster.
- Elodie Georget, Redha Abdeddaim, Pierre Sabouroux, “Multiband Flexible Antenna”, *Assemblée générale du Groupe de Recherche (GdR) Ondes*, Dijon, France, octobre 2013. Poster.

Preuve de concept d'une liaison radio mer-air d'une balise autonome de petites dimensions - Projet BELOCOPA

Conception d'antennes multi-bande sur substrat souple

Résumé :

Cette thèse s'inscrit dans le projet FUI-2011 BELOCOPA (Bouée Éjectable pour la LOcalisation et la COLlecte des Paramètres de vol d'un Aéronef abîmé en mer). Il s'agissait de concevoir et de développer un équipement embarqué, extractible et autonome pour localiser rapidement et avec précision un aéronef abîmé en mer et récupérer par liaisons radio les principales données de vol à partir d'un patrouilleur maritime. Le but de cette thèse, au sein de l'Institut Fresnel, concernait l'étude et la réalisation de l'antenne principale de la balise. Cette antenne devait être très flexible et de petites dimensions pour être pliée et insérée dans un espace réduit de la balise et résistante lors son déploiement après son éjection de l'avion. La première partie du travail a eu pour objectif de caractériser en terme de permittivité les différents matériaux diélectriques entrant dans la constitution de la balise, à savoir les substrats sur lesquels sont fixées les antennes et le radôme. La deuxième partie de la thèse porte sur la conception d'antennes multi-bandes fonctionnant en modes dipolaires sur le plan de fréquences du cahier des charges du projet. Ces antennes ont la particularité d'être extrêmement souples. Cette souplesse a été obtenue en réalisant des motifs métalliques rayonnants sur une toile polyamide. Plusieurs motifs ont été étudiés et testés pour converger vers une antenne méandre fonctionnant à trois fréquences distinctes. A l'issue de cette étude, un prototype de l'antenne finale positionnée dans son radôme constitue le dernier maillon du prototype de la balise de détresse du projet BELOCOPA.

Mots-clés : permittivité, antennes multi-bande, substrat souple, rayonnement dipolaire, cartographie de champ, balise de détresse radio.

Proof of concept of a sea-air radio link of a small autonomous beacon - BELOCOPA project

Design of multiband antennas on flexible substrate

Abstract :

This thesis is part of the BELOCOPA project FUI-2011 (BELOCOPA is a French acronym that means ejected buoy to localize and collect the data of a crashed plane in sea). It was about designing and developing an on-board, removable and autonomous, equipment to localize quickly and precisely an aircraft crashed in the sea, and to collect by telecommunication the main flight data from a patrol boat. The aim of this thesis, in the Fresnel Institute, was the study and the realization of the main antenna of the beacon. This antenna had to be very flexible with small dimensions to be folded and integrated in a reduced space of the beacon, and had to be strong during its deployment after the ejection of the plane. The aim of the first part of the work was to characterize in term of permittivity the different dielectric materials included in the composition of the beacon, namely the substrates of the antennas and the radome. The second part of the thesis was on the design of multi-band antennas working in dipolar modes on the frequency plan of the specification of the project. The characteristic of these antennas is to be very flexible. This flexibility was obtained realizing metal radiating pattern on a polyamide material. Several patterns have been studied and tested to get the final antenna with meander working at three different resonance frequencies. Following this study, a prototype of the final antenna integrated in the radome is the last link of the prototype of the distress beacon BELOCOPA.

Keywords : permittivity, multi-band antenna, flexible substrate, dipolar radiating, field mapping, radio distress beacon.